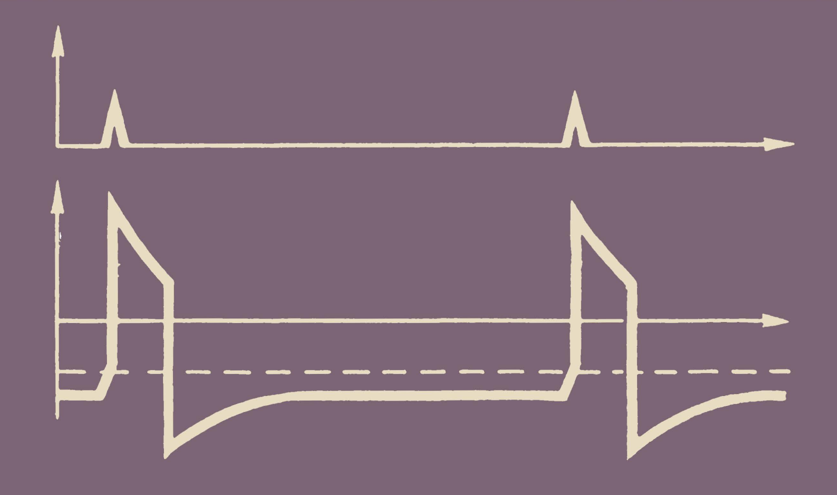
Л. М. Регельсон

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР



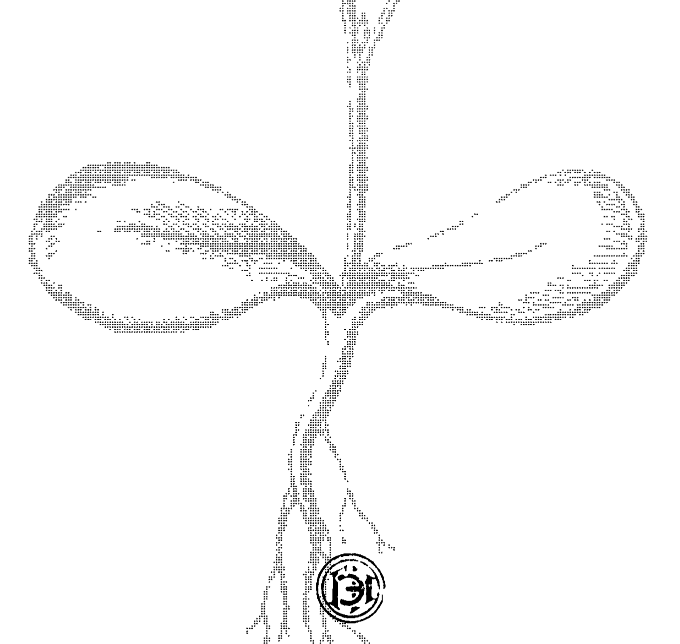
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 419

Л. М. РЕГЕЛЬСОН

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД

В брошюре рассматриваются физические процессы в блокинг-генераторах, работающих в автоколебательном и ждущем режимах, а также в режиме синхронизации.

Приводятся различные схемы блокинг-генераторов и примеры использования их в радиотехнических устройствах.

Брошюра предназначена для подготовленных радиолюбителей.

6Ф2 *Регельсон Лев Моисеевич*

Р32 **Блокинг-генератор.** М.—Л., Госэнергоиздат, 1961

72 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 419).

6Ф2

Редактор *С. М. Никулин* Техн. редактор *М. М. Широкова*

Сдано в набор 30/V 1961 г. Подписано к печати 3/VIII 1961 г.
Т-09909 Бумага 84×108/32 3,69 п. л. Уч.-изд. л. 3,8
Тираж 25 000 Цена 15 коп. Заказ 295

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие всей современной радиоэлектроники в значительной мере связано с развитием импульсной техники.

Такие, например, отрасли радиоэлектроники, как радиолокация, управление снарядами, телевидение, по существу основаны на применении импульсных устройств и методов и в свою очередь стимулируют развитие последних.

Среди большого разнообразия импульсных устройств значительное место занимают генераторы импульсов. Блокинг-генератор представляет собой импульсный генератор в виде однокаскадного усилителя с положительной обратной связью, создаваемой посредством трансформатора. Колебания, вырабатываемые блокинг-генератором, характеризуются следующими важными для практических применений свойствами:

1. Небольшой длительностью рабочих импульсов, лежащей в пределах от нескольких сотен микросекунд до десятых долей микросекунды.

За последнее время созданы блокинг-генераторы, вырабатывающие импульсы длительностью τ порядка нескольких миллимикросекунд (или иначе наносекунд)[1].

2. Практически прямоугольной формой импульсов, достигаемой за счет большой крутизны фронтов при плоской вершине. Длительность фронтов и спадов импульсов может быть получена порядка $(0{,}25 \div 0{,}1)\ \tau$ и ниже.

3. Высокой скважностью генерации ($Q = \frac{T_а}{\tau}$, где $T_а$ — период повторения импульсов). Обычно применяется скважность, лежащая в пределах от сотен до десятков тысяч, хотя в принципе она может быть уменьшена и до единиц.

4. Большой мощностью рабочего импульса, достигаемой за счет применения высокой скважности. Токи в им-

[1] 1 *нсек* $= 10^{-9}$ *сек.*

пульсе могут достигать значений, в сотни раз превосходящих предельные допустимые значения этих же токов при работе усилительного элемента в непрерывном режиме. Это обусловливает, в частности, малое внутреннее сопротивление усилительного элемента блокинг-генератора и, следовательно, возможность использования его в качестве коммутатора (ключа).

Следует добавить также, что при больших Q блокинг-генератор является весьма экономичным устройством, так как его усилительный элемент (лампа или транзистор) отперт и потребляет энергию источника анодного (или коллекторного) питания только в течение времени $\tau \ll T_a$ формирования рабочего импульса. Остальную бо́льшую часть периода усилительный элемент заперт и не потребляет энергии источника питания.

Блокинг-генератор может работать в режиме автоколебаний, в ждущем режиме и в режиме синхронизации. В последнем случае при помощи блокинг-генератора можно осуществить деление частоты следования импульсов в целое число раз.

Перечисленными свойствами другие генераторы импульсов либо не обладают, либо обладают в меньшей степени. Кроме того, простота схемы и надежность работы сделали выгодным применение блокинг-генераторов в ряде устройств. Например, они широко используются в индикаторных и синхронизирующих устройствах радиолокационных станций, в синхрогенераторах, в генераторах строчной и кадровой развертки в телевизионных устройствах, в модуляторах импульсных радиопередатчиков, в схемах счетчиков импульсов, в установках, посредством которых сравнительно низкое напряжение источника постоянного тока преобразуется к высокому напряжению постоянного тока (в этом случае роль блокинг-генератора аналогична роли прерывателя в схеме вибропреобразователя напряжения), и в других устройствах.

Внедрение в радиоэлектронику полупроводников обусловило возможность построения блокинг-генераторов на транзисторах. Такие устройства созданы и надежно работают.

Несмотря на простоту схемы блокинг-генератора, физические процессы в нем достаточно сложны. Это объясняется тем, что, во-первых, процессы существенно нелинейны, т. е. в общем не подчиняются закону Ома, во-вторых, приходится учитывать по меньшей мере два накопи-

теля энергии: конденсатор и трансформатор обратной связи.

В брошюре рассмотрены физические процессы работы блокинг-генератора на базе сеточных динамических характеристик на примере наиболее простой и в то же время распространенной схемы.

Рассмотрены также некоторые вопросы выбора параметров блокинг-генератора и особенности работы наиболее часто встречающихся схем.

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЕ

Блокинг-генератор представляет собой генератор кратковременных импульсов в виде однокаскадного устройства с сильной индуктивной положительной обратной связью. Для обеспечения этой связи применяются импульсные трансформаторы со стальными или ферритовыми сердечниками. Обычно коэффициент связи k делают близким единице, что необходимо для достижения большой крутизны фронтов и срезов генерируемых импульсов.

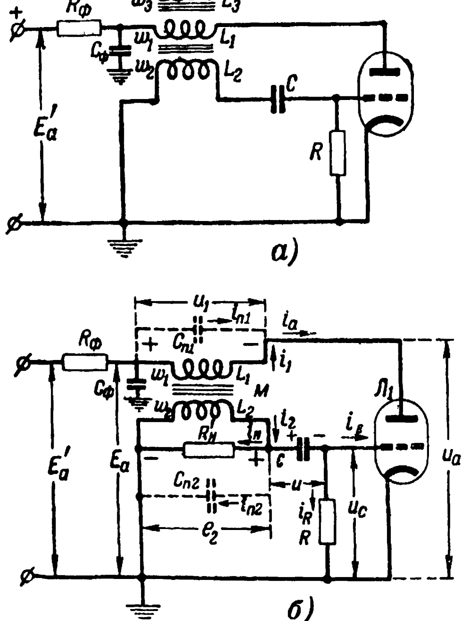


Рис. 1. Основная схема блокинг-генератора

а — реальная; *б* — эквивалентная.

Рассмотрим работу блокинг-генератора на примере основной ламповой схемы, изображенной на рис. 1.

В анодной цепи лампы включена одна из обмоток трансформатора (число витков w_1, индуктивность L_1), осуществляющая обратную связь с цепью сетки лампы путем включения в эту цепь другой обмотки (число витков w_2, индуктивность L_2).

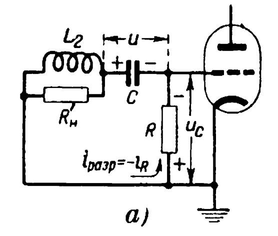
В сеточную цепь включены конденсатор C и сопротивление утечки R, величины которых определяют длительность τ рабочего импульса и период $T_а$ автоколебаний.

Коэффициент взаимной индукции между анодной и сеточной обмотками трансформатора при $k=1$ равен $M=\sqrt{L_1 L_2}$. Коэффициент трансформации напряжения из сеточной в анодную обмотку

$$n=\frac{u_1}{e_2}=\frac{w_1}{w_2}=\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}.$$

Между анодной цепью и источником анодного питания $E'_а$ включен фильтр развязки, состоящий из сопротивления $R_ф$ и емкости $C_ф$. Нагрузка $R_н$ может включаться между анодом и катодом, сеткой и катодом, через специальную дополнительную третью обмотку трансформатора (число витков w_3, индуктивность L_3) или другими способами. При этом всегда сопротивление нагрузки может быть пересчитано в сеточную цепь параллельно сеточной обмотке трансформатора ($R'_н$ на рис. 1,*б*).

Кроме описанных элементов схемы, необходимо учесть паразитные емкости, играющие существенную роль в процессе формирования фронтов импульса. Этими емкостями являются емкости между электродами лампы, межвитковые и межобмоточные емкости трансформатора (показанные на рис. 16). Для расчета длительности фронтов и срезов импульсов все паразитные емкости анодной и сеточной цепей в дальнейшем будем считать пересчитанными к емкостям $C_{п1}$ и $C_{п2}$, подключенным к анодной и сеточной обмоткам трансформатора соответственно (рис. 1,*б*).



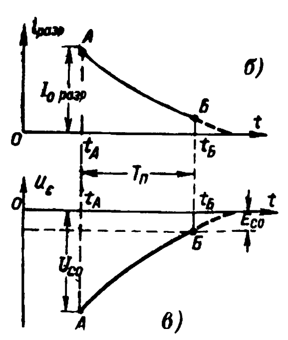


Рис. 2. Разряд конденсатора C во время паузы.
а — эквивалентная схема; *б* — временная диаграмма тока разряда $i_{разр}$; *в* — временная диаграмма напряжения на сетке $u_с$.

В самых общих чертах работу блокинг-генератора можно разделить на две резко различные стадии. 1-я стадия занимает преобладающую часть периода $T_а$ автоколебательного процесса и определяется временем запертого состояния лампы. 2-я стадия определяется временем отпертого состояния

лампы (в этой стадии происходит формирование импульса).

Рассмотрим физические процессы, происходящие в этих стадиях работы блокинг-генератора.

1-я стадия. В этой стадии запертое состояние лампы поддерживается за счет достаточно высокого напряжения u конденсатора C (рис. 2,a). Конденсатор разряжается в сеточной цепи со скоростью, определяемой постоянной времени RC. Емкость конденсатора C и сопротивление R обычно выбираются достаточно большими по величине, поэтому разрядный ток $i_{разр}$ изменяется настолько медленно, что индуктивность L_2 представляет собой очень малое сопротивление по сравнению с сопротивлением R. Это позволяет пренебречь напряжением на ней, а следовательно, и на $R_н$ и считать, что сеточное напряжение лампы определяется напряжением на конденсаторе C.

Если обозначить напряжение на конденсаторе в начальный момент t_A разряда через $U_{макс}$, то сеточное напряжение в этот момент: $U_{c0} = -U_{макс} = I_{0разр} \cdot R$.

По мере разряда конденсатора сеточное напряжение медленно повышается до тех пор, пока не достигнет в момент $t_Б$ напряжения отпирания лампы E_{c0} (рис. 2,$в$).

Время разряда конденсатора от $U_{макс}$ до E_{c0} представляет собой паузу между импульсами. Продолжительность $T_п$ паузы пропорциональна постоянной времени цепи разряда RC.

Действительно, изменения во времени происходят по экспоненциальному закону (рис. 2,$б$ и $в$) $i_{разр} = I_{0разр} e^{-\frac{t}{RC}}$:

$$u_c = i_{разр} R = I_{0разр} R e^{-t/RC} = U_{c0} e^{-t/RC}. \qquad (1)$$

Подставляя в формулу (1) $u_c = |E_{c0}|$ и $t = T_п$, определим длительность паузы

$$T_п = RC \ln \frac{|U_{c0}|}{|E_{c0}|} = 2{,}3 RC \lg \frac{|U_{c0}|}{|E_{c0}|}. \qquad (2)$$

Длительность $T_п$ паузы меньше длительности периода $T_а$ автоколебаний блокинг-генератора на величину времени τ длительности импульса $T_п = T_а - \tau$. При больших значениях скважности Q выполняется соотношение $\tau \ll T_а$.

Поэтому в случае $Q \gg 1$ можно считать, что $T_п \approx T_а$.

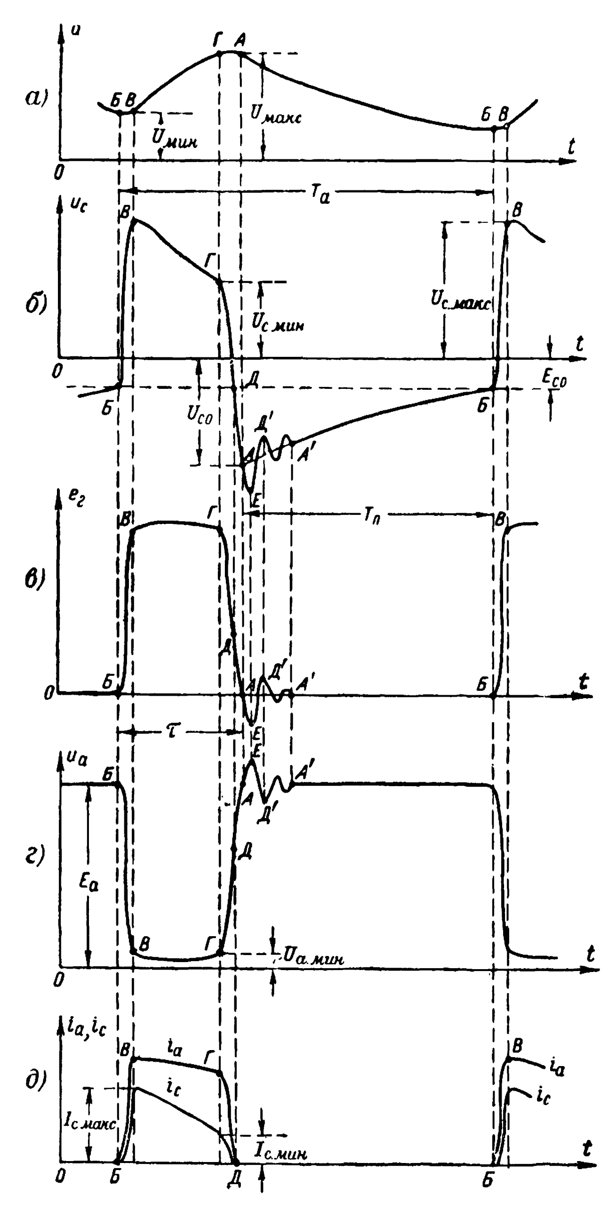


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений и токов в цепях блокинг-генератора.

Как видно из формулы (2), величину $T_п$ (а следовательно, и $T_а$) можно выбирать и регулировать за счет величин R и C, а также соотношения U_{c0}/E_{c0}.

2-я стадия. После того как напряжение на сетке u_c достигнет напряжения отпирания лампы E_{c0} (точка *Б* рис. 2 и 3), оно начнет лавинообразно возрастать

С возрастанием u_c связаны лавинообразные возрастания анодного и сеточного токов и уменьшение напряжения на аноде лампы. Эти лавинообразные изменения токов и напряжений, которые очень быстро приводят к полному отпиранию лампы (точка *В*), получили название прямого блокинг-процесса.

После окончания этого процесса напряжение на сетке становится положительным, а по величине может быть даже большим, чем напряжение на аноде, а сеточный ток становится вполне соизмеримым с анодным. В дальнейшем конденсатор C заряжается сеточным током, а напряжение на сетке u_c сравнительно медленно убывает. Убывает также сеточный ток и очень медленно — анодный (рис. 3).

Так происходит до тех пор, пока не начнут выполняться условия обратного блокинг-процесса (точка *Г*).

В результате протекания этого лавинообразного процесса напряжение u_c уменьшается до U_{c0}, лампа запирается, анодный и сеточный токи уменьшаются до нуля и система вновь возвращается в точку *А*. Таким образом, формируется рабочий импульс, длительность которого τ обычно гораздо меньше, чем длительность $T_п$ паузы.

За время прямого блокинг-процесса формируется фронт импульса, за время обратного блокинг-процесса — срез. Вершина импульса формируется за время заряда конденсатора С.

Формирование фронта рабочего импульса. Прямой блокинг-процесс возникает и развивается благодаря наличию сильной положительной обратной связи между анодной и сеточной цепями. Положительная обратная связь осуществляется при помощи трансформатора. В самых общих чертах механизм блокинг-процесса заключается в следующем.

При отпирании лампы появляется анодный ток $i_а$ и ток i_1 в анодной обмотке трансформатора w_1. Обмотки включены таким образом, что наводимая этим током в сеточной

обмотке w_2 э. д. с. e_2, которая благодаря быстрым ее изменениям передается через конденсатор C на сетку лампы, повышает напряжение u_c на сетке. Повышение напряжения на сетке вызывает еще большее нарастание анодного тока вследствие роста крутизны сеточной характеристики лампы. Поэтому анодный ток и и ток i_1 нарастают с возрастающей скоростью, причем последний индуктирует в сеточной обмотке еще бо́льшую э. д. с. e_2. Это приводит к дальнейшему увеличению напряжения на сетке лампы. Последнее в свою очередь приводит к еще большему нарастанию анодного тока и т. д.

Этот регенеративный процесс протекает лавинообразно, приводит к быстрому нарастанию напряжения на сетке сеточного и анодного тока, к понижению напряжения на аноде лампы и заканчивается вследствие уменьшения крутизны анодного и роста крутизны сеточного тока лампы в области больших значений сеточных напряжений, где перестает выполняться условие существования блокинг-процесса (рис. 3, точка B).

Рассмотрим прямой блокинг-процесс. Для этого используем сеточные статические характеристики лампы.

Статические характеристики лампы строятся при постоянных анодных напряжениях. Однако на анодной обмотке трансформатора во время формирования фронта создается возрастающее напряжение u_1, включенное навстречу напряжению анодного питания E_a (рис. 1).

Следовательно, анодное напряжение u_a не остается постоянным, а убывает. Поэтому необходимо построить сеточную динамическую характеристику анодного тока, т. е. зависимость тока i_a от сеточного напряжения u_c при убывающем напряжении u_a.

Для построения этой характеристики нужно иметь семейство статических характеристик и знать зависимость u_a от u_c в течение всего процесса. Как видно из рис. 1,*б*, для блокинг-генератора выполняются следующие соотношения:

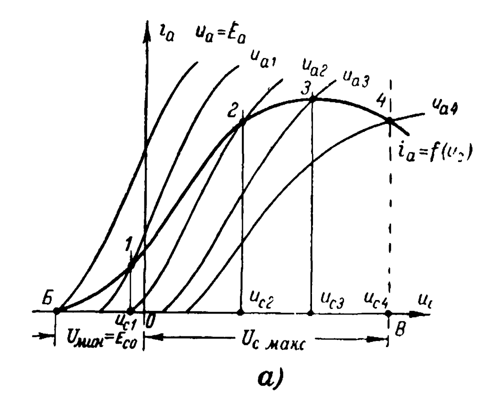
$$u_a = E_a - u_1 = E_a - ne_2 \tag{3}$$

и

$$e_2 = u_c + u. \tag{4}$$

В момент начала блокинг-процесса напряжение на конденсаторе имело минимальное значение, равное напряжению запирания лампы $u = U_{мин} = |E_{c0}|$ (рис. 3). Поскольку блокинг-

процесс происходит очень быстро, напряжение на конденсаторе практически не успевает измениться (электрическая энергия $Cu^2/2$, запасенная конденсатором, не может измениться мгновенно). Поэтому в течение прямого блокинг-процесса выпол-



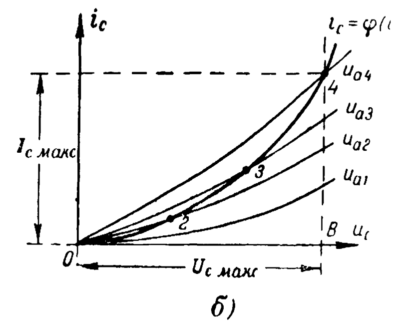


Рис. 4. Построение динамических характеристик.

а — анодного и *б* — сеточного токов.

няется соотношение $e_2 = u_c + U_{мин}$. Подставляя значение e_2 из этого соотношения в формулу (3), получим искомую зависимость

$$u_a = E_a - n(U_{мин} + u_c). \tag{5}$$

Динамическую характеристику строим следующим образом (рис. 4,*а*). Возьмем некоторое значение сеточного напряжения $u_c > U_{мин}$. По формуле (5) находим значение u_{a1}, соответствующее данному значению u_{c1}. Выберем статическую характеристику анодного тока при данном значении u_{a1}. Точка *1* пе-

ресечения линии $u_c = u_{c1}$ с этой характеристикой определяет значение анодного тока при сеточном напряжении u_{c1}. Аналогично находят точки *2*, *3* и т. д. Соединяя точки плавной кривой, получаем динамическую зависимость анодного тока от сеточного напряжения, соответствующую прямому блокинг-процессу.

Большую роль во всех процессах в блокинг-генераторе играет ток i_2 (рис. 1,*б*), проходящий через сеточную обмотку

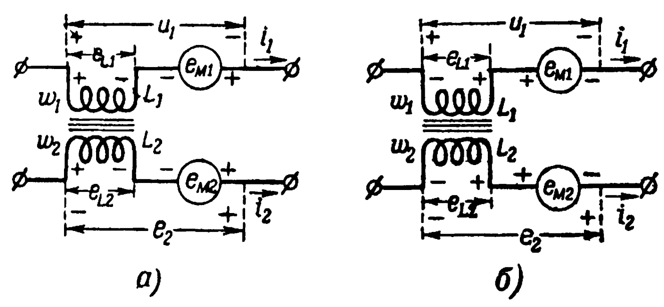


Рис. 5. Напряжения на анодной (u_1) и сеточной (e_2) обмотках трансформатора во время формирования.
а — фронта импульса, *б* — вершины и среза импульса.

трансформатора. Этот ток разветвляется на четыре тока: ток нагрузки $i_н = e_2/R_н'$, ток $i_R = u_c/R$, сеточный ток i_c и ток паразитной емкости $i_{п2}$. Все указанные токи во время формирования фронта импульса возрастают. Зависимость тока i_c от напряжения u_c определяется динамической характеристикой сеточного тока, которая строится на семействе соответствующих статических характеристик аналогично динамической характеристике анодного тока (рис. 4,*б*).

При построениях графиков рис. 4 приходится пользоваться импульсными характеристиками лампы, поскольку прямой блокинг-процесс заканчивается при больших напряжениях на сетке лампы.

Возрастание тока i_2 вызывает на сеточной обмотке э. д. с. самоиндукции e_{L2}, направленную так, чтобы воспрепятствовать увеличению этого тока, т. е. минусом к сетке.

Электродвижущая сила e_2 (рис. 5,*а*) складывается из э. д. с. взаимной индукции $e_{м2}$, наводимой анодным током в сеточной обмотке, и э. д. с. самоиндукции e_{L2}. Напряжение u_1 также состоит из э. д. с. самоиндукции e_{L1} и э. д. с. взаимной

индукции $e_{м1}$. Знаки всех рассматриваемых э. д. с. во время прямого блокинг-процесса отмечены на рис. 5,*а*.

Характерным является то обстоятельство, что э. д. с. обратной связи e_{M2} больше э. д. с. самоиндукции e_{L2} и поэтому определяет полярность напряжения e_2. Рост величины e_2, а значит, и u_1 во время прямого блокинг-процесса происходит вследствие роста e_{M2}.

Прямой блокинг-процесс практически начинается сразу же после отпирания лампы. Для того чтобы выяснить, как он протекает и когда оканчивается, необходимо учесть, что за время действия блокинг-процесса вследствие его быстротечности не успевает заметно измениться не только энергия, запасенная конденсатором C, но также и энергия, запасенная в трансформаторе.

Энергия магнитного поля, накапливаемая трансформатором, в общем случае определяется по формуле

$$W_{магн} = \frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} - M i_1 i_2.$$

Здесь первые два члена означают собственную энергию, связанную с каждой из соответствующих обмоток, а третий член—взаимную энергию. При $k = 1$ коэффициент взаимной индукции равен $M = \sqrt{L_1 L_2}$. Подставляя это значение в предыдущую формулу, получим:

$$W_{магн} = L_2 \frac{\left(\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}\, i_1 - i_2\right)^2}{2} = L_2 \frac{(n i_1 - i_2)^2}{2}.$$

Введем обозначение

$$I = n i_1 - i_2. \qquad (6)$$

Тогда предыдущая формула перепишется;

$$W_{магн} = L_2 \frac{I^2}{2}. \qquad (7)$$

Отсюда следует, что энергия магнитного поля сердечника определяется током I и индуктивностью сеточной обмотки трансформатора L_2.

Таким образом, действие всех токов схемы на магнитный поток сердечника можно заменить действием одного условного тока I, протекающего через сеточную обмотку импульсного трансформатора. Этот ток называется током намагничивания.

В соответствии с распределением токов, показанным на рис. 1,*б* для случая прямого блокинг-процесса, замечаем, что

$$i_1 = i_а - i_{п1}$$

и

$$i_2 = i_с + i_н + i_R + i_{п2}.$$

Подставляя эти значения для токов i_1 и i_2 в формулу (6), получим:

$$I = ni_а - i_с - i_н - i_R - ni_{п1} - i_{п2}.$$

Последние два члена можно объединить и обозначить:

$$i_п = ni_{п1} + i_{п2}.$$

Тогда для тока намагничивания получим окончательно

$$I = ni_а - i_с - i_н - i_R - i_п. \qquad (8)$$

Все токи, составляющие правую часть равенства (8), либо в действительности протекают в сеточной цепи блокинг-генератора, либо пересчитаны в нее из анодной цепи.

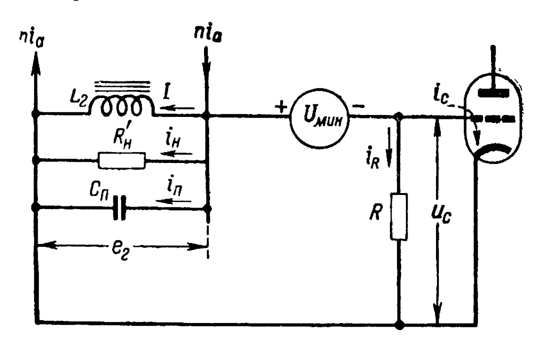


Рис. 6. Эквивалентная схема сеточной цепи во время формирования фронта импульса.

Поэтому для прямого блокинг-процесса эквивалентная схема сеточной цепи имеет вид, изображенный на рис. 6. На этой схеме конденсатор C заменен источником постоянного напряжения $U_{мин}$, так как за время прямого блокинг-процесса заряд конденсатора практически остается неизменным.

В формуле (8) токи паразитных емкостей $i_{п1}$ и $i_{п2}$ заменены общим током $i_п$, протекающим в сеточной цепи. Поэтому на эквивалентной схеме паразитные емкости $C_{п1}$ и $C_{п2}$ заменены

одной эквивалентной паразитной емкостью $C_п$, подключенной к концам сеточной обмотки трансформатора.

Допустимость такой замены вытекает из простых физических соображений. Действительно, во время прямого блокинг-процесса ток заряда $i_{п1}$ емкости $C_{п1}$ так же, как и ток заряда $i_{п2}$ емкости $C_{п2}$, уменьшает ток намагничивания I.

Следовательно, влияние паразитной емкости, подключенной к анодной обмотке трансформатора, равноценно влиянию некоторой паразитной емкости, дополнительно подключенной к сеточной обмотке трансформатора. Эта дополнительная емкость вместе с емкостью $C_{п2}$ и составляет общую эквивалентную емкость $C_п$, изображенную на рис. 6 *.

Из формулы (8) и эквивалентной схемы (рис. 6) видно, что намагничивание сердечника трансформатора может происходить только за счет анодного тока лампы, т. е. за счет потребления энергии от источника анодного питания. Все остальные токи ($i_с$; $i_н$; i_R и $i_п$) протекают навстречу току $ni_а$ и размагничивают сердечник трансформатора.

К началу прямого блокинг-процесса энергия магнитного поля, запасенная трансформатором, практически была равна нулю, так как через обмотку протекал лишь небольшой ток i_R разряда конденсатора C (рис. 2). Поэтому в течение блокинг-процесса энергия магнитного поля трансформатора практически должна остаться равной нулю.

Но, как видно из формулы (7), это означает, что и ток намагничивания I должен остаться практически равным нулю на протяжении всего прямого блокинг-процесса **.

Тогда, принимая в формуле (8) $I=0$, получаем:

$$i_п=(ni_а-i_с)-(i_н+i_R). \qquad (9)$$

Такая группировка членов произведена для удобства графического представления $i_п$ как функции напряжения $u_с$ (рис. 7).

---

* На величину эквивалентной емкости $C_п$ оказывает влияние также емкость нагрузки $C_н$.

** Ток намагничивания I не может оставаться точно равным нулю в течение прямого блокинг-процесса Более того, возникновение э д с e_{12} обязано именно изменению тока намагничивания I Однако скорость изменения этого тока не настолько велика, чтобы сделать ток I за короткое время формирования фронта существенно отличным от нуля.

Зависимость разностного тока $(ni_а - i_с)$ от сеточного напряжения $u_с$ получена из соответствующих динамических характеристик (рис. 4).

Связь суммарного тока $(i_н + i_R)$ с сеточным напряжением определяется следующим образом:

$$i_н + i_R = \frac{e_2}{R'_н} + \frac{u_с}{R} = \frac{u_с + U_{мин}}{R'_н} + \frac{u_с}{R} = u_с \frac{R'_н + R}{R'_н R} + \frac{U_{мин}}{R'_н}, \quad (10)$$

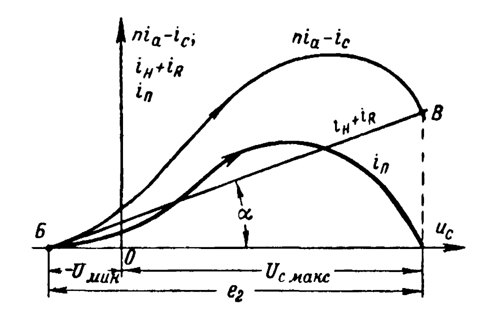


Рис. 7. Изменение токов в процессе формирования фронта импульса.

так как согласно формуле (4) во время прямого блокинг-процесса

$$e_2 = u_с + U_{мин}.$$

График этого тока представляет собой прямую линию, тангенс угла наклона которой равен:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{R'_н + R}{R'_н R} \approx \frac{1}{R'_н},$$

так как обычно $R \gg R'_н$. В связи с указанным неравенством можно считать, что эта прямая пересекает ось абсцисс в точке $u_с = -U_{мин} = E_{с0}$ (точка $Б$).

Ясно, что кривая тока $(ni_а - i_с)$ пересекается с прямой $(i_н + i_R)$ именно в точке $Б$ начала прямого блокинг-процесса. Второй точкой пересечения этих графиков является точка $В$, которая (как это показано ниже) характеризует окончание прямого блокинг-процесса и начало формирования вершины.

На рис. 7 изображен также график тока $i_п$, который получен по формуле (9) вычитанием ординат графика $(i_н + i_R)$ из ординат графика $(ni_а - i_с)$.

Заметим, что емкостный ток $i_п$ практически равен нулю левее точки $Б$, так как еще не начались быстрые изменения токов и напряжений в системе. Затем емкостный ток $i_п$ возрастает по мере развития блокинг-процесса, а в точке $В$ снова спадает до нуля, где и заканчивается прямой блокинг-процесс.

Таким образом, приращение напряжения на сетке за время прямого блокинг-процесса равно $\Delta u_с = U_{с.макс} + |U_{мин}|$.

Характерно, что моменты начала и окончания блокинг-процесса, т. е. расположение точек $Б$ и $В$, не зависят от вели-

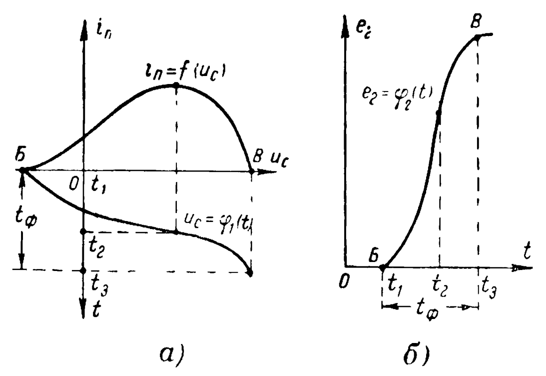


Рис. 8. Формирование фронта импульса.
а — изменение тока $i_п$ в зависимости от $u_с$ и построение временной диаграммы напряжения $u_с$; *б* — временная диаграмма напряжения e_2.

чины паразитной емкости $C_п$, если, конечно, последняя много меньше, чем емкость конденсатора C, что было принято в ранее приведенных расчетах и позволило при построении динамических характеристик лампы считать, что напряжение на емкости C во время прямого блокинг-процесса практически не изменяется.

Таким образом, нами получен график зависимости тока $i_п$ от напряжения $u_с$ (рис. 8,*а*). Теперь можно выяснить, как меняется во времени напряжение $u_с$ в течение прямого блокинг-процесса. Для этого вспомним, что приращение заряда конденсатора при изменении на нем напряжения равно $\Delta q = C\Delta u_0$. Следовательно, $i = \Delta q/\Delta t = C\frac{\Delta u_0}{\Delta t}$. В нашем случае происходит заряд паразитной емкости, т. е. $i = i_п$; $C = C_п$;

$\Delta u_0 = \Delta e_2 = \Delta u_c$. Отсюда следует, что во время формирования фронта каждое небольшое приращение напряжения за очередной промежуток времени Δt равно:

$$\Delta e_2 = \Delta u_c = \frac{i_п}{C_п} \Delta t. \quad (11)$$

На рис. 8,*а* на основе зависимости $i_п = f(u_c)$ и формулы (11) построен график $u_c = \varphi_1(t)$, а на рис. 8,*б* — график $e_2 = \varphi_2(t)$.

При построении, в частности, принято во внимание, что в моменты времени t_1 и t_3 ток $i_п = 0$ и, следовательно, $\Delta u_c = \Delta e_2 = 0$. В момент t_2 ток $i_п$ имеет максимальное значение, в соответствии с чем и приращения Δu_c и Δe_2 в это время максимальны.

Иначе говоря, во время прямого блокинг-процесса *скорость увеличения напряжений u_c и e_2 сначала возрастает, а затем, достигнув максимума (момент t_2), спадает до нуля (момент t_3).* Именно такой характер изменения и соответствует лавинообразному процессу, за время протекания которого формируется фронт импульса длительностью $t_ф = t_3 - t_1$.

Заметим, что графики, построенные на рис. 7, в том числе и график тока $i_п$, не зависят от величины паразитной емкости $C_п$. Запишем формулу (11) следующим образом:

$$\frac{\Delta e_2}{\Delta t} = \frac{i_п}{C_п}. \quad (12)$$

Из этой формулы видно, что от величины емкости $C_п$ зависит скорость процесса. Чем больше емкость $C_п$, тем меньше скорость процесса и, следовательно, тем больше длительность фронта $t_ф$ (рис. 8). Физически это означает, что чем больше емкость $C_п$, тем больше требуется времени на ее заряд при том же токе заряда.

Если допустить, что паразитных емкостей нет, т. е. что $C_п = 0$, то скорость изменения напряжения u_c окажется равной бесконечности, а длительность фронта равной нулю. *Это означало бы, что система скачком (мгновенно) переходит из точки Б в точку В. Но так как паразитные емкости в любом физическом устройстве принципиально неустранимы, то скорость блокинг-процесса*

и длительность сформированного фронта будут конечны, хотя могут быть сделаны достаточно малыми.

Прямой блокинг-процесс может существовать только тогда, когда характеристика разностного тока $(ni_а - i_с)$ проходит выше линии тока $(i_н + i_R)$. Причиной окончания прямого блокинг-процесса является нелинейность динамических характеристик анодного и сеточного тока. Действительно, прямой блокинг-процесс оканчивается в точке B благодаря уменьшению (или даже изменению знака) крутизны динамической характеристики анодного тока $S_а$ и увеличения крутизны динамической характеристики сеточного тока $S_с$ (рис. 4).

В точке $Б$, где начинается прямой блокинг-процесс, и в окрестностях этой точки сеточного тока еще нет. Поэтому тангенс угла наклона характеристики $(ni_а - i_с)$ в точке $Б$ является тангенсом угла наклона характеристики тока $ni_а$, который равен $nS_а$.

Как было показано ранее, $\operatorname{tg} \alpha = \frac{R'_н + R}{R'_н R} \approx \frac{1}{R'_н}$. Следовательно, условием возникновения прямого блокинг-процесса является:

$$S_а > \operatorname{tg} \alpha = \frac{R'_н + R}{R'_н R} \approx \frac{1}{R'_н}, \qquad (13)$$

где $S_а$ — крутизна начальной части динамической характеристики анодного тока.

Формула (13) определяет также условия возникновения автоколебаний в блокинг-генераторе, так как последние возможны только в случае осуществимости блокинг-процессов.

После того как блокинг-процесс начался, неравенство (13) необязательно должно выполняться. Больше того, начиная с некоторого момента, будет выполняться противоположное неравенство, которое с учетом появления сеточного тока запишется:

$$nS_а - S_с < \operatorname{tg} \alpha.$$

Тем не менее блокинг-процесс будет продолжатьсл до момента, соответствующего точке пересечения кривой $(ni_а - i_с)$ с прямой $(i_н + i_R)$ (точка B, рис. 7).

Формирование вершины импульса. К концу формирования фронта скорость нарастания напряжения e_2 все более и более уменьшается и, наконец, в точке B достигает нуля.

Следовательно, лавинообразные изменения токов и напряжений закончились и сразу не возобновятся. Действительно, если бы лавинообразные изменения начались вновь, то напряжение при этом должно было возрасти. Но правее точки B характеристика $(ni_а - i_с)$ пошла бы ниже прямой $(i_н + i_R)$, а это означало бы, что ток заряда паразитной емкости $i_п$ приобрел отрицательное значение, т. е. что начался разряд емкости $C_п$. Однако при росте напряжения e_2 это невозможно.

Предположим, что сразу же после окончания роста напряжения e_2 в точке B началось его лавинообразное уменьшение. Тогда изменения токов должны были бы проходить по тем же динамическим характеристикам, по которым происходил прямой блокинг-процесс, так как конденсатор C еще не зарядился и $u = U_{мин}$.

Но, как показывает рис. 4, крутизна динамической характеристики анодного тока в точке B отрицательна либо в крайнем случае может быть положительной, но очень малой.

Тогда предполагаемое лавинообразное убывание напряжения e_2, а следовательно, и $u_с$ либо вообще практически не будет влиять на анодный ток, либо должно вызвать его увеличение. Но в первом случае изменения напряжения $u_с$ не будут поддерживаться изменениями анодного тока, а во втором случае увеличение анодного тока должно вызвать (как и во время прямого блокинг-процесса) увеличения напряжения $u_с$.

Таким образом, предполагаемое лавинообразное уменьшение напряжения $u_с$ либо не будет поддерживаться, либо даже будет тормозиться. Отсюда следует, что и в этом случае лавинообразные изменения токов и напряжений сразу после прохождения системой точки B невозможны.

Таким образом, в течение некоторого времени напряжение e_2 будет изменяться сравнительно медленно. За это время формируется вершина импульса. В течение времени формирования вершины импульса напряжения изменяются настолько медленно, что токи через паразитные емкости можно не учитывать вследствие малых значений этих емкостей.

Так как напряжение e_2 положительно по отношению к сетке лампы, то конденсатор C будет заряжаться сеточным током $i_с$. На рис. 9,*а* изображена эквивалентная схема сеточ-

ной цепи блокинг-генератора для времени формирования вершины импульса.

Сопротивление промежутка сетка—катод $R_{с.к}$ в это время мало и во всяком случае $R_{с.к} \ll R$. Следовательно, ток i_R значительно меньше сеточного тока $i_с$ и им можно пренебречь. Поэтому на эквивалентной схеме рис. 9,*а* сопротивление R опущено. Ток намагничивания в соответствии с формулой (8) равен теперь

$$I = ni_а - i_с - i_н.$$

Рис. 9. Заряд конденсатора C во время формирования вершины импульса.

а — эквивалентная схема; *б* — временная диаграмма сеточного тока; *в* — временная диаграмма напряжения $u_с$ на сетке.

Во время формирования вершины импульса анодный ток изменяется незначительно.

Поэтому рост тока намагничивания, который происходит в это время, обусловлен, главным образом, уменьшением сеточного тока $i_с$, заряжающего конденсатор C. Что касается тока нагрузки $i_н$, то его изменения зависят от изменений напряжения e_2.

Напряжение e_2 за время вершины в зависимости от выбранного режима либо падает, либо незначительно возрастает. В любом случае по мере заряда конденсатора напряжение $u_с = e_2 — u$ уменьшается. Анодный и сеточный токи изменяются при этом по динамическим характеристикам, построение которых представляет значительную трудность. Объясняется это тем, что теперь анодное напряжение определяется не по формуле (5), а по более общей формуле

$$u_а = E_а - n(u + u_с),$$

где u не является, как прежде, постоянным, а возрастает.

Для того чтобы представить себе возможный вид динамических характеристик, соответствующих вершине, и форму вершины импульса, рассмотрим два крайних случая:

1. Пусть емкость конденсатора C так велика, что он не успевает за время импульса сколько-нибудь значительно заря-

диться. Это допущение позволяет считать напряжение на конденсаторе практически постоянным и равным $U_{мин} = -E_{c0}$. Поэтому изменения напряжений e_2 и u_c должны быть равны, т. е. $\Delta e_2 = \Delta u_c$. Причиной возникновения напряжения e_2 является появление э. д. с. самоиндукции e_{L2}, имеющей полярность, показанную на рис. 5,*б* и обусловленную ростом тока I намагничивания. Ток I может возрастать в случае формиро-

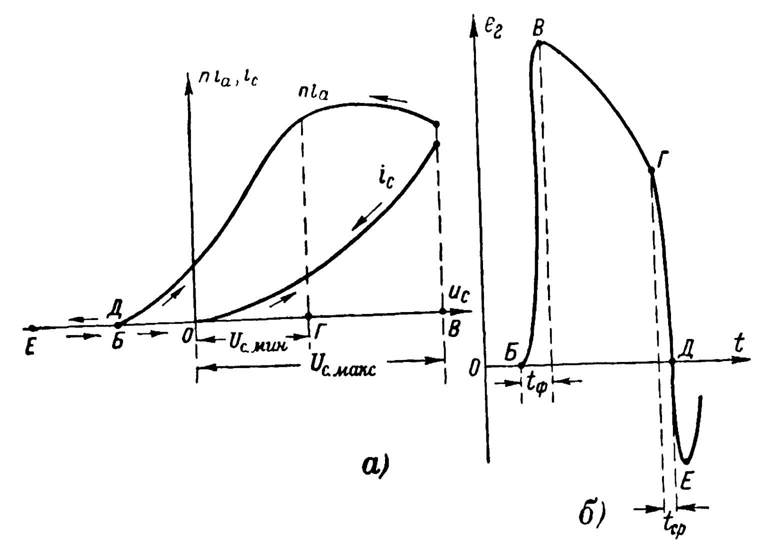


Рис. 10. Формирование рабочего импульса в случае больших величин емкости конденсатора C.

а — динамические характеристики; *б* — форма импульса e_2.

вания вершины в основном только за счет уменьшения тока i_c сетки. Последнее возможно только при уменьшении напряжения u_c. Но поскольку $\Delta u_c = \Delta e_2$, то уменьшается также и e_2.

Следовательно, в нашем случае вершина импульса должна быть пологой (рис. 10).

В рассмотренном случае сохраняют силу формы динамические характеристики, построенные по формуле (5) и на вершине.

2. Пусть емкость C сравнительно мала. Тогда сеточный ток i_c, заряжающий конденсатор C, будет быстро спадать. Если при этом сопротивление $R'_н$ велико и, следовательно, ток нагрузки $i_н$ мал, то можно считать, что причиной возник-

новения э. д. с. в сеточной обмотке трансформатора является лишь изменение тока $i_с$. Резкое убывание сеточного тока вызовет появление сравнительно большой э. д. с. самоиндукции e_{L2}, имеющей полярность, показанную на рис. 5,*б*, причем величина ее может оказаться большей, чем была величина e_2 к концу формирования фронта.

В этом случае будет наблюдаться некоторый рост e_2, хотя за счет увеличения напряжения u напряжение $u_с$ будет уменьшаться. Практически этот рост несколько тормозится из-за убывания анодного тока (э. д. с. e_{M2}).

Если сопротивление $R'_н$ мало и, следовательно, ток нагрузки $i_н$ сравнительно велик, то резкое убывание тока $i_с$ не вызовет уже значительного увеличения напряжения e_2, так как последнее привело бы к увеличению тока $i_н$ нагрузки, что уменьшило бы скорость увеличения тока намагничения и тем самым привело к уменьшению напряжения e_2. Поэтому рост напряжения e_2 окажется меньшим, чем в случае, когда сопротивление $R'_н$ велико. Практически можно подобрать такой режим, что напряжение e_2 на значительной части вершины окажется почти постоянным, т. е. вершина импульса будет почти плоской (рис. 11).

Рассмотрим динамические характеристики, соответствующие формированию рабочего импульса с плоской вершиной. Если бы строго соблюдалось условие $e_2 = \text{const}$, то в таком случае во время вершины было бы постоянным также и анодное напряжение $u_а = E_а - ne_2 = u_{а\,мин}$. Тогда анодный и сеточный токи должны убывать по соответствующим статическим характеристикам (пунктирные кривые рис. 12).

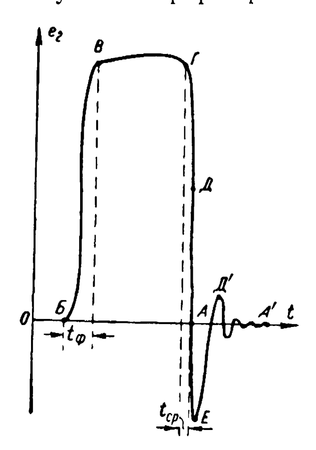


Рис. 11. Форма рабочего импульса в случае малых величин емкости конденсатора *С*.

В течение некоторого времени так приблизительно и происходит. Однако перед тем как начнется лавинообразный процесс реза импульса, должно произойти некоторое убывание e_2 и u_1 на вершине импульса (перед точкой *Г* на рис. 11). Но уменьшение u_1 связано с увеличением анодного напряжения $u_а$.

Поэтому динамическая характе-

ристика анодного тока, начиная с некоторого момента, пойдет выше, а сеточного тока — ниже соответствующих статических характеристик, построенных при $u_а = u_{а\,мин}$.

Точка *Г* начала среза уже не будет, таким образом, лежать на исходных статических характеристиках. В точ-

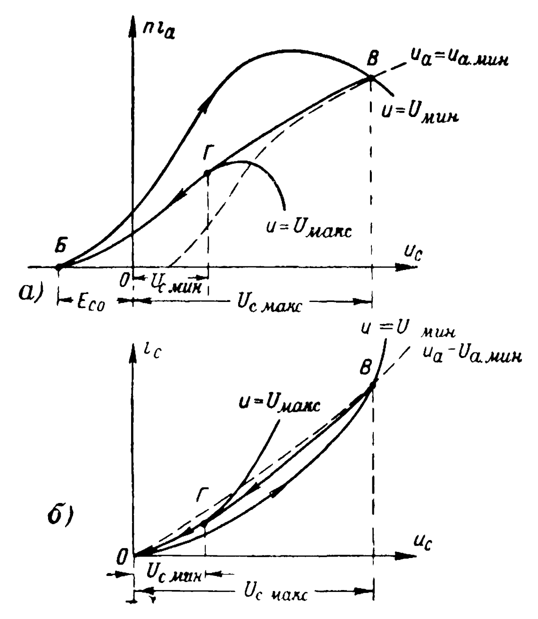


Рис. 12. Динамические характеристики для случая плоской вершины импульса.
а — анодного и *б* — сеточного токов.

ке *Г* начнется срез импульса, который будет проходить по новым динамическим характеристикам.

Ниже будет показано, что режим, при котором получается плоская вершина импульса, в большинстве случаев предпочтительнее режима, обусловливающего пологую вершину импульса.

Прежде чем перейти к рассмотрению среза, отметим, что в любом случае ток намагничивания I в процессе формирования вершины возрастает, так как растет разностный ток $(ni_а - i_с)$, а ток $(i_н + i_R) \approx i_н = e_2/R'_н$ меняется мало. Изменение разностного тока и тока намагничивания для случая плоской вершины импульса иллюстрируется на рис. 13.

Важную роль во время формирования вершины импульса играет э. д. с. самоиндукции e_{L2} (рис. 5,*б*), стремящаяся затормозить процессы. Что же касается э. д. с. взаимной индукции e_{M2}, действием которой обусловлена положительная обратная связь, то она мала и медленно изменяется (практически можно считать, что $e_{M2} = 0$).

Поэтому *положительная обратная связь во время формирования вершины импульса практически отсутствует.*

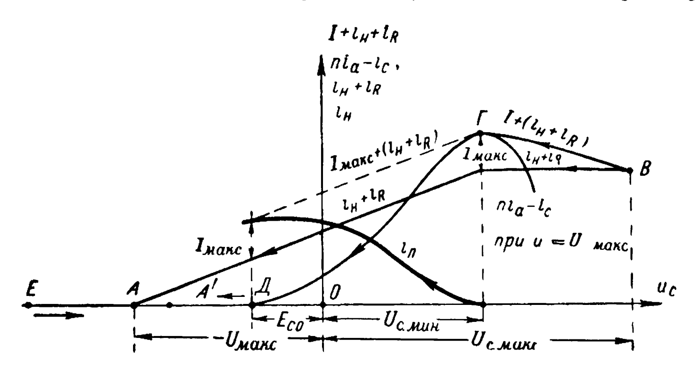


Рис. 13. Изменения токов в процессе формирования вершины и среза импульса.

Этим объясняется отсутствие быстрых изменений токов и напряжений.

Формирование среза импульса. К моменту окончания вершины (точка *Г*, рис. 13) ток намагничивания достигает своего максимального значения $I_{макс}$, а напряжение на сетке спадает до величины $U_{с\,мин}$. В этой точке начинается обратный блокинг-процесс, связанный с лавинообразными изменениями токов и напряжений и последующим запиранием лампы, в результате которого формируется срез импульса. Для обратного блокинг-процесса можно использовать динамические характеристики анодного и сеточного токов, построенные при неизменном напряжении *u* на конденсаторе *C*, так как это напряжение в процессе спада практически не изменяется.

Поэтому для построения характеристик используют соотношение, аналогичное формуле (5). Однако учитывая, что напряжение на конденсаторе за время вершины возросло до величины $u = U_{макс}$, заменим в формуле (5) $U_{мин}$ на $U_{макс}$ Тогда получим·

$$u_а = E_а - n\,(U_{макс} + u_с). \qquad (14)$$

Пользуясь способами, изложенными при построениях характеристик рис 4, изобразим динамические характеристики анодного и сеточного токов при $u = U_{\text{макс}}$ (рис 12) Нетрудно понять, что динамическая характеристика анодного тока при срезе импульса пойдет ниже, а сеточного тока — выше соответствующих характеристик, построенных для фронта

Конденсатор C будет заряжаться и напряжение на сетке будет медленно падать до тех пор, пока точка Γ не окажется точкой встречи динамической характеристики, соответствующей вершине импульса, с динамической характеристикой среза В этой точке будут выполнены условия обратного блокинг-процесса

Если между динамическими характеристиками фронта и среза импульса построить семейство динамических характеристик для разных, но постоянных напряжений u так, чтобы выполнялось неравенство $U_{\text{мин}} < u < U_{\text{макс}}$, то динамическая характеристика вершины будет пересекать поочередно все динамические характеристики указанного семейства

Условия для возникновения обратного блокинг-процесса будут впервые выполняться только в точке пересечения динамической характеристики вершины с динамической характеристикой среза (точка Γ), где и начнется срез.

Во время обратного блокинг-процесса уменьшение анодного тока $i_{\text{а}}$ и тока i_1 вызывает появление в сеточной обмотке трансформатора э. д. с. взаимоиндукции e_{M2} с полярностью, показанной на рис. 5,*б* Величина e_{M2} меньше величины э. д. с. самоиндукции e_{L2}, но e_{M2} во время обратного блокинг-процесса растет, а e_{L2} — убывает. Поэтому напряжение e_2 положительно относительно сетки лампы, но убывает. Убывание напряжения e_2 будет быстрым при достаточно большой крутизне $S_{\text{а}}$ и достаточно малой крутизне $S_{\text{с}}$. Тогда оно полностью передастся на сетку через конденсатор C. Вследствие этого происходит дальнейшее резкое убывание анодного тока $i_{\text{а}}$ и тока i_1 и т д.

Таким образом, во время обратного блокинг-процесса между анодной и сеточной цепями вновь осуществляется положительная обратная связь.

К концу среза импульса напряжение e_2 достигает нуля. Ток паразитной емкости $i_{\text{п}}$ во время среза импульса является

током разряда емкости $C_п$ и поэтому протекает в направлении, противоположном направлениям $i_с$, $i_н$ и i_R. Следовательно, этот ток подмагничивает сердечник. Поэтому вместо формулы (8) необходимо записать:

$$I = ni_а - i_с - i_н - i_R + i_п. \tag{15}$$

Эквивалентная схема блокинг-генератора для среза импульса соответствует рис. 6, но направление тока $i_п$ противоположно показанному на этом рисунке.

За время формирования вершины импульса ток намагничивания достигает максимальной величины $I_{макс}$, которая практически сохраняется неизменной в течение обратного блокинг-процесса, протекающего лавинообразно.

Поэтому в формулу (15) необходимо подставить $I = I_{макс}$. Тогда получим выражение для тока разряда паразитной емкости

$$i_п = I_{макс} + (i_н + i_R) - (ni_а - i_с). \tag{16}$$

Характеристика разностного тока $(ni_а - i_с)$ (рис. 13) получается из соответствующих динамических характеристик анодного и сеточного токов при $u = U_{макс}$.

Для построения линии тока $(i_н + i_R)$ можно воспользоваться формулой (10), заменив в ней $U_{мин}$ на $U_{макс}$. Тогда будет ясно, что прямая $(i_н + i_R)$, соответствующая срезу импульса, пойдет выше, чем аналогичная прямая, соответствующая фронту.

В соответствии с формулой (16) график тока $i_п$ получается вычитанием ординат кривой $(ni_а - i_с)$ из ординат прямой $I_{макс} + (i_н + i_R)$ (рис. 13).

Имея закон изменения $i_п$ в зависимости от $u_с$, можно, так же как это было сделано для фронта импульса (рис. 10 и 11), построить зависимость e_2 от времени на срезе.

Необходимо отметить, что обратный блокинг-процесс заканчивается в точке *Д*, так как в этой точке лампа запирается и цепь обратной связи разрывается (на рис. 5,*б* $e_{M2} = e_{M1} = e_{L1} = 0$). Однако в случае плоской вершины импульса (рис. 3, 11, 13) срез импульса e_2 продолжается и после окончания обратного блокинг-процесса и заканчивается в точке *А*, где $e_2 = 0$.

После запирания лампы цепь тока намагничивания I замыкается через паразитную емкость $C_п$ и сопротивления $R'_н$ и R. Вследствие этого начнется затухающий колебательный процесс, в результате которого ток намагничивания I спадет практически до нуля (формула (16) для этого случая недействительна).

Таким образом, участок *ДА'* во время среза импульса на рис. 3, 11 и 13 определяется этим процессом.

Время среза импульса $t_{ср}$ (рис. 10 и 11) будет тем меньше, чем меньше паразитная емкость $C_п$, что видно из формулы (12), которая действительна и для обратного блокинг-процесса. Колебательный процесс после среза импульса при уменьшении $C_п$ также протекает быстрее.

Частота этих колебаний зависит от значений L_2 и $C_п$, составляющих паразитный колебательный контур, а время затухания определяется добротностью этого контура.

Если сопротивление нагрузки $R'_н$ мало, то оно сильно шунтирует паразитный контур и колебания прекращаются быстро. В противном случае они продолжаются долго и могут иметь большие амплитуды.

Паразитные колебания, имея сравнительно высокую частоту, через конденсатор C подаются на сетку лампы и накладываются на экспоненциально меняющееся во время паузы сеточное напряжение (рис. 3,*б*). Амплитуда первого положительного полупериода (точка *Д'* на рис. 3 и 11) может оказаться столь значительной, что напряжение на сетке достигнет напряжения отпирания лампы и вновь начнется формирование импульса.

Такой режим работы блокинг-генератора хотя и возможен, но применяется редко. Поэтому при отсутствии малого сопротивления $R_н$ вместо него обычно ставят специальное гасящее сопротивление. Паразитные колебания заканчиваются в точке *А'* (рис. 3, 11 и 13). После окончания паразитных колебаний в сеточной цепи будет протекать лишь небольшой ток i_R разряда конденсатора C.

Ток паразитной емкости $i_п$ и ток $i_н+i_R$ между точками *Д* и *А'* не равны нулю, а будут претерпевать затухающие колебания, связанные с колебаниями e_2. Для того чтобы не усложнять чертеж, изменения тока $i_п$ между точками *Д* и *А'* и тока $i_н+i_R$ между точками *А* и *А'* на рис. 13 не показаны.

Длительность паузы между импульсами определяется только экспонентой разряда конденсатора.

Для того чтобы найти начальное значение экспоненты, т. е. определить величину $U_{\text{макс}}$, предположим условно, что паразитные колебания затухают мгновенно. Это означает, что точка A' на рис. 3,*б* и 13 заменяется точкой A, которая практически совпадает во времени с точкой $Д$. Тогда из рис. 13 определится величина $-U_{\text{макс}} = U_{\text{со}}$, которую можно использовать в формуле (2).

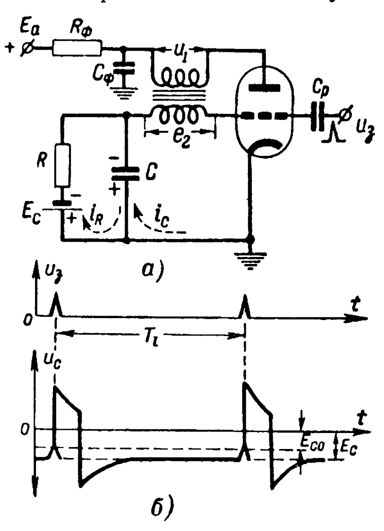


Рис. 14. Блокинг-генератор в ждущем режиме работы.

а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений в сеточной цепи ($u_з$ — запускающий импульс; u_c — напряжение на сетке).

Ждущий режим блокинг-генератора. Для того чтобы блокинг-генератор работал в ждущем режиме, необходимо ввести в его сеточную цепь постоянную э. д. с. E_c, достаточную для запирания лампы (рис. 14,*а*). Для надежного запирания выбирают:

$$E_c \geqslant 1{,}5 E_{c0}.$$

Положительный запускающий импульс, который в простейшем случае подается на сетку лампы через разделительный конденсатор $C_р$, должен иметь амплитуду

$$U_з > |E_c - E_{co}|.$$

Тогда запускающий импульс отопрет лампу, в результате чего произойдет формирование блокинг-генератором рабочего импульса.

Действительно, в момент отпирания лампы будут точно такие же условия для формирования импульса, как и в автоколебательном режиме.

После окончания формирования импульса конденсатор C разрядится только до напряжения E_c и, следовательно, самопроизвольного отпирания лампы не произойдет. Устройство способно неопределенно долго ждать прихода следующего запускающего импульса.

Таким образом, здесь параметры устройства определяют форму и длительность импульса τ, а период следования $T_а$ соответствует частоте генератора запускающих импульсов.

Схема блокинг-генератора рис. 14,*а* отличается от схемы на рис. 1 еще и тем, что конденсатор C и сопротивление R включены несколько по-иному. Подобное включение можно применять и в автоколебательном режиме (для этого надо убрать источник э. д. с. $E_с$ и оставшиеся концы замкнуть).

В устройстве на рис. 14 процессы отличаются от процессов, характерных для схемы на рис. 1, только тем, что ток i_R не протекает через сеточную обмотку трансформатора.

Действительно, в период формирования импульса э. д. с. e_2 положительна и заряжает конденсатор C сеточным током $i_с$.

После окончания формирования импульса конденсатор C разряжается через сопротивление R, причем полярность напряжения на конденсаторе та же, что и в схеме рис. 1. Поэтому при отсутствии э. д. с. $E_с$ устройство работало бы в принципе подобно рассмотренному выше.

ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Импульсный трансформатор является важнейшим элементом блокинг-генератора. Он оказывает существенное влияние на форму выходных импульсов.

Следует отдельно рассматривать работу импульсного трансформатора во время длительности фронтов и срезов, и работу во время формирования вершины импульсов.

Действительно, в течение длительности фронтов и срезов импульсов почти не происходит изменения тока намагничивания и, следовательно, процессы намагничивания сердечника в это время практически не играют существенной роли. Зато паразитные емкости и индуктивности рассеяния являются теперь теми факторами, которые увеличивают длительность фронтов и срезов.

Уменьшения индуктивности рассеяния достигают применением сердечников специальной формы и таким расположением обмоток, которое обеспечивает максимальную связь между потоками. Этим путем обеспечивается принятая выше «жесткая» связь ($k=1$), т. е. индуктивности рассеяния сводятся к величинам, практически не влияющим на процессы в блокинг-генераторе.

Уменьшения паразитных емкостей добиваются уменьшением числа витков (5—20), соответствующей намоткой и взаимным расположением обмоток. Решающую роль при этом играет уменьшение размеров трансформатора.

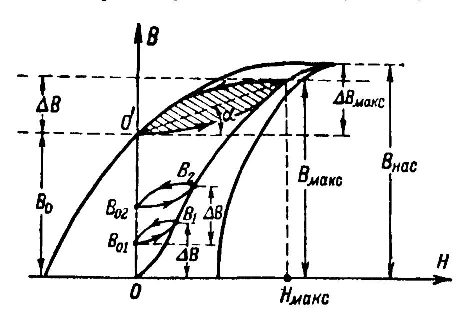


Рис. 15. Кривые намагничивания для импульсного трансформатора.

Во время формирования вершины импульса паразитные емкости практически не играют никакой роли, но зато решающее значение приобретают процессы в сердечнике. Это связано с тем, что в рассматриваемый период ток I намагничивания сердечника растет.

Процессы в сердечнике трансформатора. Во время каждого очередного импульса ток I намагничивания и пропорциональная ему напряженность H магнитного поля возрастают до определенной максимальной величины. Вместе с ними растет и индукция B.

После окончания каждого импульса величины I и H возвращаются к исходным значениям, спадая до нуля.

Однако вследствие явления остаточного намагничивания (гистерезиса) индукция B после окончания каждого импульса не спадает до нуля, а сохраняет некоторое конечное значение.

На рис. 15 изображена верхняя половина обычной петли гистерезиса. Под воздействием первого импульса индукция возрастает от нуля до величины B_1 и затем по окончании импульса в сердечнике действует остаточная индукция B_{01}.

Второй импульс той же амплитуды и длительности доведет индукцию до величины B_2 и затем останется индукция B_{02}. Характерным является то, что величина остаточной индукции с каждым импульсом возрастает и каждый раз во время действия импульса индукция увеличивается на одну и ту же величину ΔB.

В конце концов в результате воздействия ряда намагничивающих импульсов наступит такое состояние, когда индукция будет изменяться в пределах от B_0 до $B_{макс}$ при изменении напряженности магнитного поля от нуля до

$H_{макс}$. Выше точки $0'$ остаточная индукция подняться не может, поскольку эта точка лежит на пересечении предельной петли гистерезиса с осью ординат.

При дальнейшем воздействии импульсов намагничивание сердечника будет происходить по ветвям заштрихованной петли гистерезиса, для которой средняя импульсная магнитная проницаемость равна:

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{H_{макс}} = \frac{B_{макс} - B_0}{H_{макс}} = \operatorname{tg} \alpha, \quad (17)$$

что значительно меньше обычной магнитной проницаемости.

Для увеличения значения μ_{Δ} необходимо применять ферромагнитные материалы с большим значением $B_{макс}$ и малой остаточной индукцией B_0.

Максимальное значение $\mu_{\Delta\, макс}$ соответствует приращению индукции $\Delta B_{макс}$, которое определяется не только уменьшением B_0, но и увеличением индукции насыщения $B_{нас}$. Следовательно, ферромагнитные сплавы, применяемые для сердечника, должны иметь большую индукцию насыщения.

В действительности магнитная проницаемость будет меньше μ_{Δ} вследствие наличия значительных вихревых токов в сердечнике трансформатора.

Величина вихревых токов тем больше, чем больше скорость изменения магнитного потока сердечника, т. е. чем больше скорость изменения индукции B.

Несмотря на то, что величина приращения индукции ΔB за время импульса может быть незначительной, скорость изменения индукции достигает больших значений из-за малой длительности импульса τ, в течение которого возникает приращение ΔB.

Вихревые токи приносят двойной вред. Во-первых, они обусловливают дополнительные потери на нагревание сердечника. Известно, например, что прогревание металлических деталей в промышленности основано часто на применении вихревых токов. Во-вторых, и это основное, вихревые токи оказывают размагничивающее действие в связи с тем, что они создают магнитный поток, противодействующий потоку, их создавшему. Это равносильно размагничиванию, т. е. уменьшению магнитной проницаемости μ_{Δ}. Уместно напомнить в связи с этим, что для уменьшения индуктивности катушки контура в радиотехнике часто при-

меняется введение в катушку металлического стержня, действие которого основано именно на вихревых токах.

Для того чтобы уменьшить вредное действие вихревых токов, необходимо уменьшить их величину. Для этого увеличивают электрическое сопротивление сердечника вихревым токам.

С этой целью сердечники импульсного трансформатора навивают из ленточной стали, причем толщина ленты измеряется тысячными долями сантиметра. Поверхность ленты покрывают изолирующим слоем. Кроме того, в настоящее время применяют также сердечники из прессованного феррита.

В результате принятия подобных мер потери на вихревые токи в сердечнике можно значительно уменьшить. Однако размагничивающее действие остается все же весьма ощутимым. Учитывается оно введением кажущейся магнитной проницаемости $\mu_к < \mu_\Delta$. При правильно сконструированном сердечнике обычно можно считать $\mu_к \approx 0{,}5\mu_\Delta$.

Приведем без вывода расчетную формулу для определения индуктивности L_2:

$$L_2 = \frac{4\pi w_2^2 S \mu_к}{1\,000 l} \text{ [мкгн]}, \tag{18}$$

где w_2 — число витков сеточной обмотки;
l — длина сердечника, *см*;
S — поперечное сечение сердечника, *см*^{2}.

Увеличения индуктивности L_2, которое может понадобиться для увеличения длительности импульса или улучшения формы его вершины, нежелательно добиваться за счет увеличения числа витков w_2, так как последнее связано с увеличением паразитной емкости.

Увеличения индуктивности L_2 добиваются за счет $\mu_к$, т. е. путем использования более совершенных магнитных материалов.

Величина максимальной напряженности магнитного поля определяется формулой

$$H_{макс} = \frac{0{,}4\pi I_{макс} w_2}{l}. \tag{19}$$

Изменение индукции ΔB связано с величиной $H_{макс}$ соотношением

$$\frac{\Delta B}{\mu_к} = H_{макс}, \tag{20}$$

которое отличается от формулы (17).

Пользоваться приведенными формулами можно, например, следующим образом. Пусть известна величина $I_{макс}$ и задана индуктивность L_2. Задаваясь размерами l и S и числом витков w_2 трансформатора, определяем по формуле (18) величину $\mu_к$, а по формуле (19) — величину $H_{макс}$.

После этого, учитывая, что $\mu_\Delta \approx 2\mu_к$, путем сравнения кривых намагничивания различных магнитных материалов находят магнитный материал, обеспечивающий необходимое значение ΔB, определяемое по формуле (20).

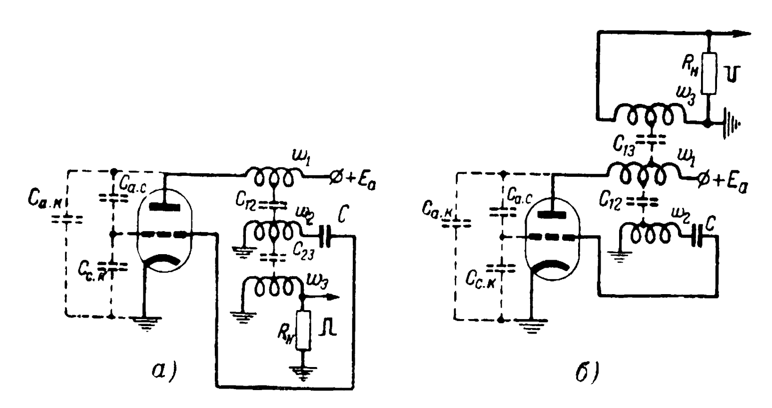


Рис. 16. Схема расположения обмоток импульсного трансформатора и включения паразитных емкостей при генерировании импульсов.
а — положительного и *б* — отрицательного.

Паразитные емкости. На рис. 16 показаны паразитные емкости блокинг-генератора. Основное влияние на фронт и срез формируемого импульса оказывают динамические межобмоточные емкости трансформатора, для уменьшения которых все обмотки трехобмоточного трансформатора наматывают в одну сторону и располагают в случае положительной полярности выходного импульса в соответствии с рис. 16,*а*, а при отрицательной полярности выходного импульса — в соответствии с рис. 16,*б*.

В первом случае общая паразитная емкость, пересчитанная в сеточную цепь, определяется по формуле

$$C_п \approx \frac{C_{12}}{3}(1+n^2+n)+\frac{C_{23}}{3}(1-n_н)^2+ \\ +C_н n_н^2+C_{с.к}+C_{а.с}(1+n)^2+C_м. \qquad (21)$$

Во втором случае

$$C_{п} \approx \frac{C_{12}}{3}(1+n^2+n)+\frac{C_{13}}{3}(n_{н}-n)^2+$$

$$+C_{н}n_{н}^2+C_{с.к}+C_{а.с}(1+n)^2+C_{м}. \qquad (22)$$

В этих формулах C_{12}; C_{23} и C_{13} — соответствующие статические межобмоточные емкости;

n и $n_{н}$ — коэффициенты трансформации напряжения из сеточной обмотки соответственно в анодную и нагрузочную обмотки трансформатора $\left(n_{н}=\frac{w_3}{w_2}\right)$;

$C_{н}$ — емкость нагрузки;

$C_{с.к}$ и $C_{а.с}$ — межэлектродные емкости лампы;

$C_{м}$ — емкость монтажа.

Для маломощных блокинг-генераторов общая эквивалентная емкость $C_{п}$ изменяется в пределах 50—100 *пф*.

Сопротивление нагрузки. Покажем, как линейное сопротивление нагрузки $R_{н}$, подключенное к концам третьей обмотки (рис. 1,*а*), пересчитать к эквивалентному сопротивлению $R'_{н}$, подключенному к концам сеточной обмотки (рис. 1,*б*).

Пусть на третьей обмотке трансформатора действует напряжение u_3 и по сопротивлению нагрузки протекает ток i_3.

Тогда размагничивающее действие этого тока эквивалентно действию тока $i_{н}=n_{н}i_3$, протекающего в сеточной обмотке.

Здесь $n_{н}=\frac{u_3}{e_2}=\frac{w_3}{w_2}=\sqrt{\frac{L_3}{L_2}}$ (рис. 1,*а*).

Пользуясь этими формулами, получим:

$$i_{н}=\frac{u_3}{e_2}i_3=\frac{u_3^2}{e_2^2}\cdot\frac{i_3}{u_3}e_2=\frac{n_{н}^2e_2}{R_{н}}.$$

Отсюда

$$R'_{н}=\frac{e_2}{i_{н}}=\frac{R_{н}}{n_{н}^2}. \qquad (23)$$

В настоящее время в импульсных устройствах применяются стандартные импульсные трансформаторы.

ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ И ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Элементы схемы L_2; C; R; $R_ф$, $C_ф$, параметры n; $n_н$ и $E_а$, тип электронной лампы и конструкция импульсного трансформатора выбираются и рассчитываются, исходя из требований к форме, амплитуде и мощности выходного импульса.

При работе схемы в автоколебательном режиме задается также частота следования импульсов. Обычно стремятся обеспечить малые длительности фронта $t_ф$ и среза $t_{ср}$ при соответствующей амплитуде импульса. Вершину импульса часто стремятся сделать по возможности плоской.

Рассмотрим, как нужно подходить к выбору элементов и параметров схемы.

Выбор лампы. Неравенство (13) показывает, что возбудить схему блокинг-генератора тем легче, чем больше крутизна характеристики анодного тока лампы $S_а$ и чем больше сопротивление нагрузки $R'_п$.

В схемах маломощных блокинг-генераторов часто применяют триоды 6Н7С; 6Н8С; 6Н9С; 6С5; 6С2С. Крутизна характеристик этих ламп оказывается в указанных случаях вполне достаточной при большой величине сопротивления нагрузки $R_н'$.

Уменьшения длительности фронта и среза можно добиться увеличением тока заряда или разряда паразитной емкости $i_п$.

Как видно из формулы (12), скорость процесса тем больше, чем больших значений достигает ток $i_п$. При сохранении величины e_2 (т. е. расстояния между точками *Б* и *В* на рис. 7) увеличение скорости заряда емкости $C_п$ приводит к уменьшению длительности фронта.

Увеличение тока $i_п$ можно обеспечить подъемом всей характеристики ($ni_а—i_с$), т. е. подъемом характеристики анодного тока и опусканием характеристики сеточного тока. Следовательно, выгодно применять лампы с большой крутизной анодного и малой крутизной сеточного токов. В связи с этим можно рекомендовать использование пентодов (например, 6Ж4; 6П9) и лучевых тетродов (6П3С, ГУ-29 и др.).

Большое влияние на длительность фронта и среза оказывают паразитные емкости, в состав которых входят и

междуэлектродные емкости ламп [см. формулы (21) и (22)].

Для уменьшения этих емкостей можно применять лампы пальчиковой серии 6Н1П, 6Н15П, 6Н6П, 6С4П, 6Э5П, 6Ж9П.

При всех условиях необходимо обеспечить такой режим работы лампы, чтобы она не оказалась перегруженной.

Выбор напряжения источника анодного питания $E_а$ и элементов фильтра развязки. Величина требуемого напряжения источника питания определяется выбором значений e_2 и n. Минимально необходимое напряжение $E_а$ больше, чем $u_1 = ne_2$, на величину падения напряжения на отпертой лампе блокинг-генератора. Реально выбирают $E_а = (1{,}1 \div 1{,}25)ne_2$. При этом $E_а$ не должно быть больше нормально допустимого для данной лампы анодного напряжения. Большое практическое значение имеет включение фильтра развязки $R_ф$-$C_ф$ (рис. 1).

Для того чтобы конденсатор $C_ф$ за время импульса разряжался незначительно, его емкость должна быть достаточно велика. Расчет емкости производится по формуле

$$C_ф = \frac{I_а \tau}{\Delta E_а},$$

где $I_а$ — анодный ток лампы во время формирования вершины импульса;

τ — длительность импульса;

$\Delta E_а$ — допустимое уменьшение питающего напряжения во время импульса.

Величина емкости $C_ф$ обычно лежит в пределах от десятых долей до нескольких сотен микрофарад. Если допустить, что максимальное напряжение на конденсаторе $C_ф$ равно $0{,}9E_а$, а минимальное $0{,}8E_а$, то в этом случае сопротивление фильтра рассчитывают по формуле

$$R_ф = 1{,}6\,\frac{T_n}{C_ф},$$

где T_n — пауза между импульсами.

Выбор коэффициентов трансформации n и $n_н$. Величины коэффициентов трансформации n и $n_н$ оказывают существенное влияние на работу блокинг-генератора.

Увеличение n приводит к подъему характеристики (рис. 7), а значит, и увеличению тока $i_п$. Последнее же согласно

формуле (12) приводит к уменьшению длительности фронта. Но величина n влияет также на приведенное значение паразитной емкости. Из формул (21) и (22) видно, что с ростом n паразитная емкость увеличивается [для формулы (22) это безусловно справедливо лишь в случае, когда $n > n_н$].

В результате получается, что увеличение n, с одной стороны, приводит к уменьшению, а с другой стороны — к увеличению длительности фронта и среза импульса.

Поэтому для выбора величины n необходимо знать область ее оптимальных значений, в которой достигается наибольшая крутизна фронта и среза импульса. Такой области соответствует $n = 0{,}5 \div 1{,}5$. Для маломощных блокинг-генераторов рекомендуется выбирать $n = 1$.

При увеличении n, как было отмечено выше, характеристика разностного тока $(ni_а - i_с)$ поднимается. Если требуется, чтобы при этом точка B (рис. 7) осталась на месте, то для сохранения прежнего значения напряжения e_2 необходимо увеличивать угол α наклона линии $(i_н + i_R)$, т. е. увеличивать ток нагрузки $i_н$.

Если это сделано не будет, то точка B сдвинется вправо, т. е. увеличатся напряжение e_2 и значение тока $i_н$ в точке B. Таким образом, увеличение n связано с увеличением напряжения e_2 или тока $i_н$.

Увеличение тока $i_н$, как и увеличение напряжения e_2, приводит к увеличению мощности колебаний. Отсюда следует, что большие значения n допустимы в блокинг-генераторах большой мощности. Практически в этих случаях можно применять $n = 3 \div 5$.

Для выбора величины коэффициента трансформации $n_н$ обычно задаются сопротивлением нагрузки $R_н$ и напряжением u_3, приложенным к этому сопротивлению. Кроме того, предварительно выбирают напряжение $E_а$ и коэффициент трансформации n. Если сопротивление нагрузки $R_н$ очень велико, то выбор коэффициента трансформации $n_н$ осуществляется легко.

Действительно, в этом случае при любых реальных значениях $n_н$ сопротивление $R'_н$, полученное по формуле (23), будет также очень велико. Тогда сопротивлением $R'_н$ можно пренебречь, считая, что $i_н + i_R = 0$ (ток i_R всегда мал). В результате этого точка B на рис. 7 будет лежать на оси абсцисс.

Следовательно, для того чтобы определить величину напряжения e_2, достаточно в соответствии с формулой (5) построить динамическую характеристику $(ni_а - i_с)$ и найти точку ее пересечения с осью абсцисс. После этого коэффициент трансформации $n_н$ определяют по формуле $n_н = \frac{u_з}{e_2}$.

В рассмотренном режиме наиболее вероятно вредное воздействие паразитных колебаний. Для их гашения к сеточной обмотке подключают специальное гасящее сопротивление.

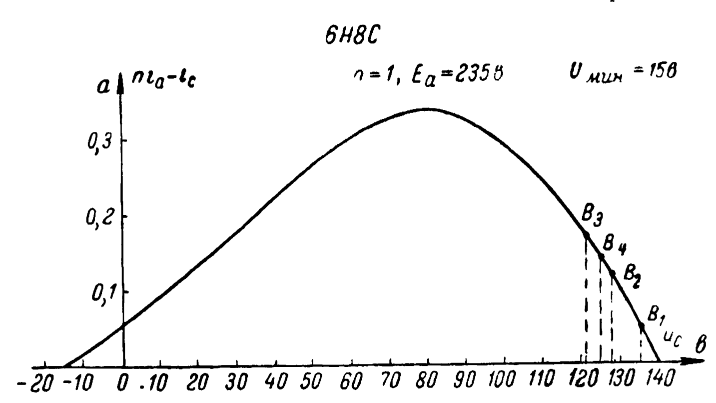


Рис. 17. Динамическая характеристика разностного тока $(ni_а - i_с)$ блокинг-генератора, собранного на лампе 6Н8С. Индексы при букве *В* соответствуют последовательности записей в таблице.

Тогда точка *В* на рис. 7 уже не будет лежать на оси абсцисс и напряжение e_2 уменьшится. В соответствии с этим необходимо увеличить значение $n_н$ для сохранения заданной величины напряжения $u_з$.

Значительно труднее определить величину $n_н$ в том случае, когда сопротивление $R_н$ достаточно мало и током нагрузки $i_н$ пренебречь нельзя.

Дело в том, что коэффициент трансформации $n_н$ влияет на величину $R'_н$ [формула (23)] и тем самым определяет положение точки *В* на характеристике рис. 7.

Таким образом, при изменении значения $n_н$ изменяется также и величина напряжения e_2.

Поэтому подбор величины $n_н$ при малых значениях сопротивления $R_н$ производится методом последовательных

приближений. Для того чтобы показать, как это делается, построим на рис. 17 динамическую характеристику разностного тока ($ni_а - i_с$) для прямого блокинг-процесса блокинг-генератора, собранного на лампе 6Н8С. При этом примем:

$$E_а = 235\ в;\ U_{мин} = |E_{с0}| = 15\ в;\ n = 1.$$

Пусть сопротивление нагрузки $R_н = 5$ *ком*. Зададимся выходным напряжением $u_з = 300$ *в*. Примем сначала значение $n_н = 2$. Тогда $e_2 = \frac{u_з}{n_н} = 150$ *в*, а по формуле (23) сопротивление $R'_н = \frac{R_н}{n_н^2} = \frac{5\,000}{4} = 1\,250$ *ом*.

Однако если это сопротивление определить по графику на рис. 17 (точка B_1), то оно будет равно $\left(\frac{e_2}{ni_а - i_с}\right)_{B_1} = \frac{150}{0,05} = 3\,000$ *ом*.

В связи с этим придется изменить значение $n_н$. Испробовав четыре разных значения $n_н$ (см. таблицу и рис. 17), убеждаемся, что при $n_н = 2,15$ значения сопротивления $R'_н$, рассчитанное по формуле (23) и полученное на графике рис. 17 (точка B_4), примерно одинаковы. Поэтому выбираем окончательное значение коэффициента трансформации $n_н = 2,15$.

$n_н$	e_2, *в*	$u_с$, *в*	$R'_н$, *ом* рассчитанное по формуле (23)	$R'_н$, *ом* полученное по графику (рис. 17)
2	150	135	1 250	3 000
2,1	143	128	1 120	1 280
2,2	136	121	1 050	760
2,15	140	125	1 080	1 070

Величина сопротивления $R'_н$ оказывает влияние на длительность фронтов. Чем больше $R'_н$, т. е. чем ниже пойдет линия ($i_н + i_R$) на рис. 7, тем бóльшую величину будет иметь емкостный ток $i_п$ и, следовательно, тем короче будут фронты [см. формулу (12)].

Кроме того, величина сопротивления $R'_н$ влияет на форму вершины импульса. Как отмечалось выше, изменяя величину сопротивления $R'_н$ а тем самым и величину тока $i_н$, можно до-

биться улучшения вершины импульса, т. е. сделать ее более плоской.

Выбор емкости C и индуктивности L_2. Величины C и L_2 определяют длительность импульса τ. Кроме того, величина C в автоколебательном режиме влияет на длительность $T_п$ паузы.

Прежде всего заметим, что поскольку в процессе формирования вершины происходит накопление энергии как в сердечнике трансформатора (рост тока I намагничивания), так и в конденсаторе (рост напряжения u), постольку длительность импульса в общем случае определяется одновременно как величиной L_2, так и величиной C.

Однако в зависимости от величин L_2 и C и их соотношения можно обеспечить режим, при котором на величину τ будет влиять главным образом величина L_2, или, наоборот, можно добиться, что на величину τ будет влиять главным образом величина C.

Из простых физических соображений ясно, что первый режим осуществляется при больших C и сравнительно малых L_2. Действительно, в этом случае конденсатор C практически не заряжается и поэтому его величина не влияет на изменение напряжения на сетке, а следовательно, и на время формирования вершины, в течение которого напряжение на сетке спадает от $U_{с.макс}$ до $U_{с.мин}$ (рис. 10).

Однако в этом случае скорость процесса определяется величиной L_2. Действительно, чем больше эта величина, тем медленнее спадает ток $i_с$, протекающий через индуктивность, а значит медленнее спадает и напряжение $u_с$, т. е. тем больше длительность импульса τ.

Рассматриваемый режим непригоден для случая автоколебаний, потому что конденсатор C не заряжается до напряжения, необходимого для запирания лампы. *Поэтому для рассмотрения режима автоколебаний рис. 10 непригоден.*

Величина напряжения на конденсаторе во время паузы не играет роли лишь в ждущем режиме блокинг-генератора. Поэтому такой режим можно выбирать только для заторможенного устройства. Но даже для него этот режим является нежелательным из-за пологой вершины импульса. Кроме того, при использовании одних и тех же ламп расстояние между точками *В* и *Г* (рис. 10) для рассматриваемого режима меньше, чем подобное же расстояние (рис. 12) для второго режима. Следовательно, в первом случае разность напряжения $U_{с\ макс} - U_{с\ мин}$ меньше, чем во втором случае. Но это

означает, что в первом режиме более вероятен срыв колебаний при уходе напряжения источника питания (с чем связано изменение величин $U_{с.макс}$ и $U_{с.мин}$), чем во втором режиме.

Второй режим осуществляется при малых C и сравнительно больших L_2. В этом режиме изменение величины емкости C существенно влияет на скорость ее заряда сеточным током, а следовательно, и на скорость убывания напряжения $u_с$ во время вершины. С другой стороны, изменение индуктивности L_2 не играет существенной роли, так как напряжение e_2 на ней изменяется мало (плоская вершина).

Описываемый режим является лучшим с точки зрения формы вершины импульса и стабильности колебаний. Можно показать, что величина индуктивности L_2 не оказывает практически никакого влияния на длительность импульса, если выполняется неравенство $L_2 \gg C\frac{U^2_{с.макс}}{I^2_{с.макс}}$. В этом случае расчет L_2 сводится лишь к обеспечению указанного неравенства.

Итак, можно рекомендовать второй режим в качестве основного.

Выбор величины емкости C для этого режима определяется заданной длительностью импульса τ, которая приближенно принимается равной длительности вершины. Если считать вершину плоской (рис. 11), т. е. $e_2 = \text{const}$, то можно рассматривать процесс заряда емкости C как заряд от источника постоянного напряжения e_2.

Заряд происходит за счет сеточного тока $i_с$ (рис. 9,*а*), протекающего через сопротивление промежутка сетка—катод $R_{с.к}$.

Это сопротивление не является постоянным, оно меняется, но незначительно. Поэтому для ориентировочных расчетов можно принять, что $R_{с.к} = U_{с.макс}/I_{с.макс}$. Величина сопротивления $R_{с.к}$ находится по характеристикам (рис. 4,*б*).

Последнее допущение позволяет считать заряд конденсатора экспоненциальным. Ток заряда изменяется по закону

$$i_с = i_{зар} = I_{с.макс} e^{-\frac{t}{R_{с.к}C}}.$$

Формирование вершины заканчивается, когда сеточный ток $i_с$ и вместе с ним напряжение $u_с$ становятся достаточно малыми и создаются условия для обратного блокинг-процесса.

При ориентировочных расчетах можно полагать, что сеточный ток убывает за время вершины в e^2 раз (почти в 10 раз), т. е. что $I_{с.мин} = I_{с.макс}/e^2$, где e — основание натуральных логарифмов.

Подставляя в последнюю формулу $i_с = I_{с.мин}$ и $t = \tau$ и логарифмируя правую и левую части, получаем (имея в виду, что $\ln e^2 = 2$)

$$\tau = 2R_{с.к}C = 2\,\frac{U_{с.макс}}{I_{с.макс}}\,C.$$

Если, например $\tau = 1$ *мксек*, то, принимая $R_{с.к} = 500$ *ом*, получаем:

$$C = \frac{10^{-6}}{2 \cdot 500} = 10^{-9}\ \text{ф} = 1\,000\ \text{пф}.$$

Выбор сопротивления утечки R. При данной величине емкости C величина сопротивления R определяет длительность $T_п$ паузы между импульсами и тем самым частоту $F_а = \frac{1}{T_а}$ автоколебаний ($T_а = T_п + \tau$).

Для определения длительности паузы пользуются формулой (2), которую мы перепишем еще раз в виде:

$$T_п = RC \ln \frac{U_{макс}}{|E_{c0}|}.$$

Величина $T_п$ обычно задается, значение емкости C выбирается из условия получения заданной длительности τ импульса, величина E_{c0} после выбора лампы и напряжения $E_а$ известна. Для определения значения сопротивления R остается определить величину напряжения $U_{макс}$.

Приближенно это делается следующим образом.

Принимаем, что на вершине импульса величина напряжения $e_2 = \text{const}$, поэтому к моменту окончания вершины будет действительно соотношение (рис. 13)

$$U_{макс} = e_2 - U_{с.мин} = U_{с.макс} + |E_{co}| - U_{с.мин}.$$

Величину $U_{с.макс}$ находят по рис. 4, а величину $U_{с.мин}$ — по рис. 12 или 13. Однако это связано со сложными графическими построениями. Поэтому при практических расчетах

обычно полагают $U_{с.макс} - U_{с.мин} = (1 \div 3)\,|E_{с0}|$. Тогда из предыдущей формулы следует, что

$$U_{макс} = (2 \div 4)\,E_{с0}.$$

Подставляя в формулу (2), получаем упрощенное расчетное соотношение

$$T_п = (0{,}7 \div 1{,}5)\,RC.$$

Отсюда следует, что

$$R = \frac{T_п}{(0{,}7 \div 1{,}5)\,C}\,.$$

Если, например,

$$T_п = 500\ \textit{мксек},\ \text{а}\ C = 1\,000\ \textit{пф},$$

то

$$R = \frac{500 \cdot 10^{-6}}{(0{,}7 \div 1{,}5) \cdot 1\,000 \cdot 10^{-12}} = (340 \div 750)\ \textit{ком}.$$

В заключение этого раздела приведем некоторые сведения из техники генерирования наносекундных импульсов.

Для уменьшения длительности импульса необходимо уменьшить как длительность его вершины, так и длительность фронта и среза. Последнее достигается уменьшением паразитной емкости $C_п$ и выбором ламп с большой крутизной характеристик. Для уменьшения эквивалентной паразитной емкости $C_п$ нужно применять лампы с малыми междуэлектродными емкостями и импульсные трансформаторы с малым числом витков. Этим требованиям удовлетворяют пальчиковые лампы и импульсные трансформаторы с ферритовыми сердечниками, обладающими очень высокой магнитной проницаемостью.

Экспериментальные исследования показывают, что в блокинг-генераторах с малыми значениями индуктивности L_2 импульсного трансформатора с ферритовым сердечником при обычных (т. е. больших) значениях емкости конденсатора C блокинг-генератора можно получить импульсы длительностью 40—200 *нсек*. Например, в блокинг-генераторе, собранном на лампе 6Н3П с импульсным трансформатором, сердечник у которого изготовлен из феррита Ф=600 ($\mu_к = 400$), получены импульсы длительностью 70 *нсек* с амплитудой $e_2 = 115$ *в*. Сердечник имел тороидальную форму с размерами: внешний диаметр 20 *мм*;

внутренний 10 *мм*, высота кольца 6 *мм*. Число витков трансформатора $w_1 = w_2 = 4$, индуктивность $L_2 = 5$ *мкгн*.

Этот пример показывает, в каком направлении должны меняться параметры элементов блокинг-генератора для уменьшения длительности импульсов.

СИНХРОНИЗАЦИЯ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА И ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Частота автоколебаний блокинг-генератора является весьма нестабильной величиной. Небольшие изменения напряжений U_{c0} и E_{c0} приводят к значительным изменениям частоты.

Так, после прогрева лампы частота автоколебаний изменяется на 5—10%. Изменение напряжения источника питания на ±20% приводит к изменению частоты на 3—7%, а смена ламп на 7—15% в зависимости от типа лампы.

Для стабилизации частоты применяют синхронизацию блокинг-генератора колебаниями более высокой стабильности. Синхронизацией называют навязывание блокинг-генератору (и вообще любому автогенератору) частоты со стороны воздействующего на него другого генератора. Последний называется синхронизирующим генератором, а в случае, если он является первоисточником колебаний, его можно назвать также задающим генератором.

Иногда синхронизирующий или задающий генератор воздействует одновременно на несколько автогенераторов. В этом случае происходит не только стабилизация частоты синхронизируемых автоколебаний, но и строгое согласование их работы во времени (в этом и заключается смысл термина «синхронизация»).

Если в режиме синхронизации автогенератор вырабатывает импульсы, частота следования которых равна частоте следования синхронизирующих импульсов, то происходит синхронизация на основной частоте (или просто синхронизация).

Если же в режиме синхронизации частота следования уменьшается в целое число раз, то происходит деление частоты.

В качестве синхронизирующего или задающего генератора может быть использован генератор импульсов достаточно стабильной частоты автоколебаний или стабильный по частоте генератор синусоидальных колебаний. В последнем случае синхронизация может производиться непосредственно синусоидальным напряжением. Часто синусоида преобразуется в кратковременные импульсы той же частоты следования, что и частота синусоиды, которые и воздействуют на синхронизируемый автогенератор.

Ограничимся рассмотрением синхронизации под воздействием кратковременных импульсов, поскольку этот случай представляет наибольший практический интерес. Для того чтобы осуществить синхронизацию блокинг-генератора на основной частоте, необходимо подать на его сетку положительные синхронизирующие импульсы, период T посылки которых несколько меньше собственного периода T_a автоколебаний блокинг-генератора $T < T_a$.

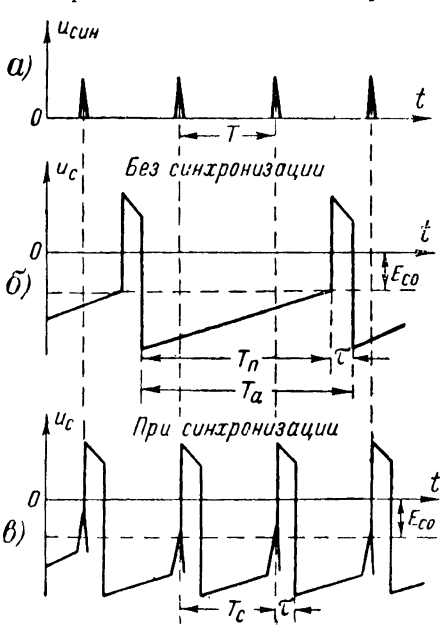


Рис. 18. Синхронизация блокинг-генератора на основной частоте.

а — синхронизирующие импульсы; *б* — напряжение на сетке без синхронизации; *в* — напряжение на сетке при синхронизации.

Физический смысл синхронизации на основной частоте поясняется на рис. 18.

Синхронизация заключается в том, что под воздействием синхронизирующего импульса происходит принудительное досрочное опрокидывание схемы, благодаря чему ей и навязывается период *T* следования синхронизирующих импульсов.

На рис. 19 приведен случай деления частоты синхронизирующих импульсов в 3 раза. Каждый третий синхронизирующий импульс вызывает генерацию импульса блокинг-

генератором, период следования импульсов которого $T_c = 3T$.

При рассмотрении режимов синхронизации в дальнейшем будем полагать, что напряжение на сетке лампы во время паузы возрастает по линейному закону, а не по экспоненте, как это имеет место в действительности. Это допущение не вносит существенной погрешности, но позволяет

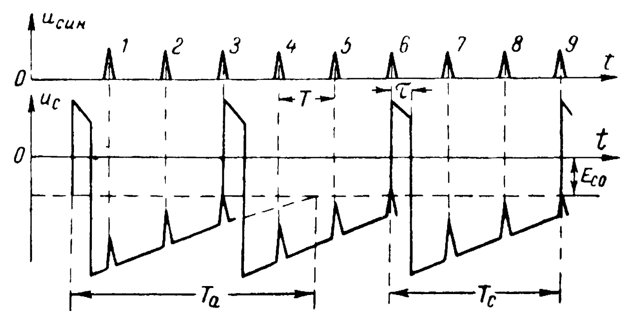


Рис. 19. Деление частоты следования импульсов блокинг-генератора.

значительно упростить решение задачи выбора режима синхронизации.

Будем полагать также, что скважность Q рабочих импульсов блокинг-генератора велика, что в большинстве случаев выполняется. Поэтому примем $T_а \approx T_п$.

На рис. 20 изображен один период $T_а$ колебаний на сетке блокинг-генератора, практически совпадающий с длительностью паузы $T_п$. На этом рисунке показаны также минимально необходимые амплитуды синхронизирующего импульса для деления частоты в k раз ($U_{син\, k}$) в $k-1$ раз ($U_{син\, k-1}$) и т. д. Следует иметь в виду, что физически существуют не все эти амплитуды одновременно, а только какая-либо из них. Например, при делении частоты в 3 раза необходима амплитуда $U_{син\, k}$, а физическая картина соответствует рис. 19.

Построение, в частности, иллюстрирует тот факт, что для увеличения кратности деления необходимо уменьшать амплитуду синхронизирующего импульса. Для того чтобы деление осуществлялось в k раз, амплитуда k-го импульса должна быть больше величины $U_{син\, k}$ (рис. 20).

В то же время она должна быть меньше $U_{син\, k-1}$, так как иначе деление произойдет не в k, а в $k-1$ раз.

Из подобия треугольников с параллельными катетами $(U_{c0} - E_{c0})$ и $U_{\text{син}\,k}$ первое необходимое условие деления частоты импульсов в k раз запишется в виде:

$$\frac{U_{\text{син}\,k}}{|U_{c0}| - |E_{c0}|} > \frac{T_a - kT}{T_a} = 1 - k\frac{T}{T_a}.$$

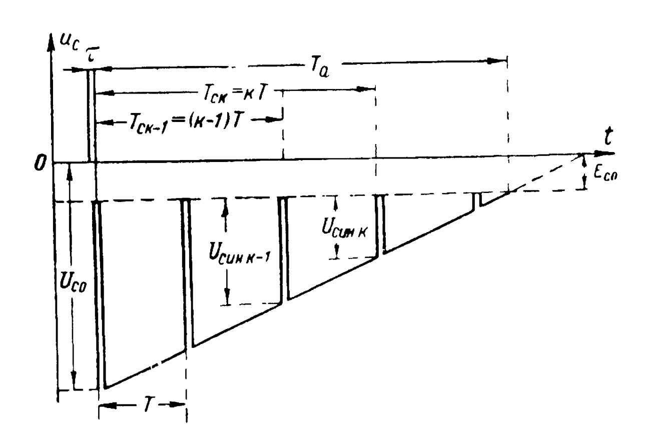


Рис. 20. Необходимые амплитуды синхронизирующих импульсов при разной кратности деления частоты следования импульсов.

Второе условие выводится из подобия двух треугольников с параллельными катетами $(U_{c0} - E_{c0})$ и $U_{\text{син}\,k-1}$ и записывается в виде:

$$\frac{U_{\text{син}}}{|U_{c0}| - |E_{c0}|} < \frac{T_a - (k-1)T}{T_a} = 1 - (k-1)\frac{T}{T_a}.$$

Обозначим

$$\frac{T}{T_a} = x \quad \text{и} \quad \frac{U_{\text{син}}}{|U_{c0}| - |E_{c0}|} = y.$$

Тогда последние соотношения перепишутся соответственно в виде:

$$y > 1 - kx;$$

$$y < 1 - (k-1)x.$$

Полученные зависимости позволяют построить области синхронизации, внутри которых выполняются условия для синхронизации при данном k (рис. 21). Эти области

(не заштрихованные на рис. 21) лежат между прямыми линиями, построенными в соответствии с первой и второй формулами.

Область при $k=1$ сверху не ограничена. Все же на уровне $y=\frac{U_{\text{син}}}{|U_{c0}|-|E_{c0}|}=1$ проведена пунктирная линия, условно показывающая, что чрезмерно большие амплитуды при синхронизации брать не следует. Это, во-первых, бесполезно и, во-вторых, невыгодно, так как приводит к необходимости излишнего усиления амплитуды синхронизирующего импульса..

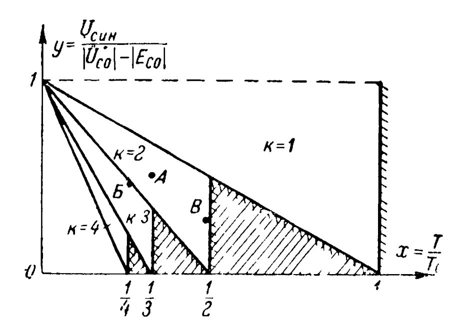


Рис. 21. Области синхронизации и деления частоты.

Для того чтобы уяснить физический смысл областей синхронизации, изобразим временные диаграммы напряжений на сетке блокинг-генератора (рис. 22) при поступлении на нее синхронизирующих импульсов для случаев деления частоты, отмеченных на рис. 21 точками *А*, *Б* и *В*.

Точка *А* (рис. 22,*а*) находится во второй области синхронизации. Поэтому деление частоты происходит в 2 раза. В связи с тем, что точка *А* лежит далеко от границ области, деление происходит устойчиво, так как нужны довольно значительные отклонения величин x и y для того, чтобы эта точка вышла за границы области, соответствующей $k=2$.

Точка *Б* лежит в третьей области (рис. 22,*б*) на границе со второй областью. Поэтому незначительное увеличение амплитуды синхронизирующего импульса или уменьшение разности $|U_{c0}|-|E_{c0}|$ приведет к увеличению величины y. При этом произойдет переход во вторую область синхронизации, т. е. сорвется заданное деление частоты в 3 раза и начнется деление частоты в 2 раза.

К такому же результату приведет незначительное увеличение величины x, связанное либо с уменьшением T_a, либо с увеличением T.

Точка *В* характерна тем, что она лежит во второй области синхронизации на ее границе с нерабочей областью,

вернее с областью, в которой не происходит деления в целое число раз. В этом случае (рис. 22,*в*) можно допустить большие изменения величины y. Срыва деления частоты при этом не произойдет. Но незначительное увеличение величины x приведет к срыву деления частоты и синхронизации вообще.

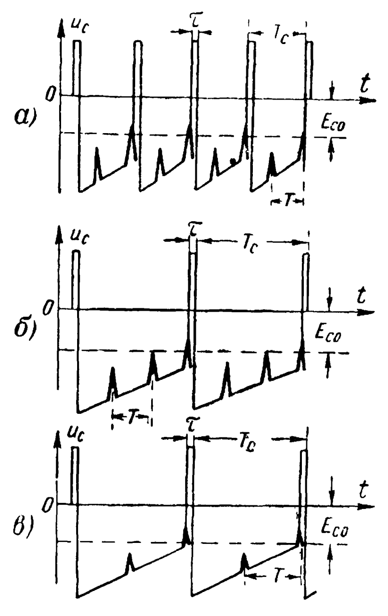


Рис. 22. Временные диаграммы напряжений на сетке блокинг-генератора для режимов деления, соответствующих точкам *А*, *Б* и *В* рис. 21.

а — соответствует точке *А*; *б* — точке *Б*; *в* — точке *В*.

Полученные результаты позволяют сделать по крайней мере три вывода:

1. Деление частоты тем более устойчиво, чем дальше от границ области находится рабочая точка.

2. Деление частоты тем более устойчиво, чем шире область синхронизации.

Поскольку области синхронизации при увеличении номера деления k уменьшаются, постольку устойчивость деления также уменьшается.

3. Устойчивость деления частоты повышается с повышением стабильности величин $U_{син}$; U_{c0}; E_{c0}; T и T_a.

Для повышения устойчивости деления принимают меры к стабилизации указанных величин. Для этого стабилизируют напряжения источников питания и усложняют схемы как самого блокинг-генератора, так и синхронизирующего генератора. Обычно применяют $k \leqslant 5$. В стабилизированных схемах можно допустить $k=10$.

При необходимости поделить частоту в большое число раз применяют несколько последовательных ступеней (каскадов) делений частоты, так что импульсы, вырабатываемые в предыдущем каскаде схемы деления, используются в качестве синхронизирующих для последующего каскада устройства. При этом в каждой ступени деление осуществляется с небольшим k и, следовательно, стабильно.

Если имеется несколько ступеней, каждая из которых

делит частоту следования импульсов в k_1, k_2, k_3,...,k_n раз, то общая кратность деления равна:

$$k_{общ} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \ldots k_n,$$

где n — число ступеней деления.

Такой способ деления частоты связан с общими усложнениями устройства. Один из возможных вариантов схемы двухступенчатого деления частоты показан в следующем разделе (рис. 36).

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

Приведем некоторые схемы, которые практически используются в различных импульсных устройствах.

Вариант основной схемы. На рис. 23,а показана схема одного из возможных вариантов блокинг-генератора собранного на лампе 6Н8С, отличающаяся от схемы на рис. 1 только тем, что выходное напряжение $u_{вых}$ (рис. 23,*б*) снимается с конденсатора *C* (рис. 23,*а*). Это напряжение может быть использовано, например, для воздействия на выходную лампу схемы строчной развертки (рис. 31).

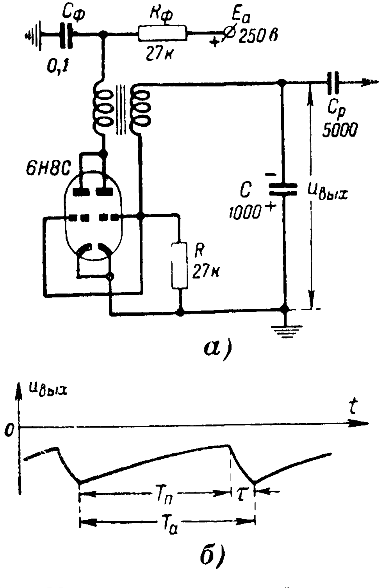


Рис. 23. Вариант основной схемы блокинг-генератора.

а — схема; *б* — временная диаграмма выходного напряжения.

Частота следования импульсов приблизительно равна 20 *кгц*. Длительность генерируемого импульса, который, впрочем, в этой схеме не используется, приблизительно равна $\tau \approx 1$ *мксек*.

Блокинг-генератор с положительной сеткой. Период $T_а$ автоколебаний блокинг-генератора не является стабильной величиной. Это, в частности, вредно сказывается на устойчивости деления частоты.

Стабильность периода $T_а$ может быть повышена применением схемы с положительной сеткой (рис. 24). Эта схема отличается от основной только тем, что сопротивле-

ние R включено не между сеткой и катодом, а между сеткой и анодом. Это практически никак не сказывается на процессе формирования импульса, ибо основная цепь заряда конденсатора C сеточным током сохраняется.

Несколько по-иному протекают теперь процессы во время паузы. Если в обычной схеме напряжение на сетке стремится во время паузы к нулю (кривая *1* рис. 25,*а*) и поэтому пересекает линию напряжения запирания E_{c0} полого, то в данном случае оно стремится к большому положительному напряжению E_a (кривые *2*) и пересекает эту линию круто. Поэтому при одной и той же нестабильности напряжения ΔE_{c0} изменение длительности паузы ($\Delta T_{п2}$) в случае схемы с положительной сеткой меньше, чем изменение длительности паузы ($\Delta T_{п1}$) в схеме с нулевой сеткой.

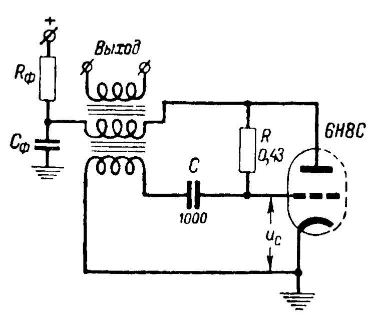


Рис. 24. Схема блокинг генератора с положительной сеткой.

Нестабильность периода следования импульсов при смене ламп в схеме с положительной сеткой снижается на 4—10%.

Крутой ход экспоненты в рассматриваемой схеме объясняется процессом перезаряда конденсатора C, который происходит в сеточной цепи во время паузы. Схема цепи перезаряда (рис. 25,*б*) показывает, что если бы лампа блокинг-генератора не отперлась, то в конце концов конденсатор C перезарядился бы до напряжения E_a, причем знаки напряжения на нем изменились бы на противоположные (нижние знаки).

В основной схеме (рис 2) конденсатор не перезаряжается, а разряжается, и если бы лампа блокинг-генератора после паузы не отперлась, то конденсатор разрядился бы до нулевого напряжения.

Частота повторения импульсов при указанных на рис. 24 данных равна приблизительно 600 *гц*. Длительность импульса $\tau = 1$ *мксек*.

Блокинг-генератор с колебательным контуром. Стабильность частоты автоколебаний можно повысить, применяя схему с резонансным колебательным контуром в цепи катода или в цепи сетки лампы блокинг-генератора.

Колебательный контур $L_кC_к$, включенный, например, в цепь сетки (рис. 26,*а*), не играет принципиальной роли во время формирования импульса.

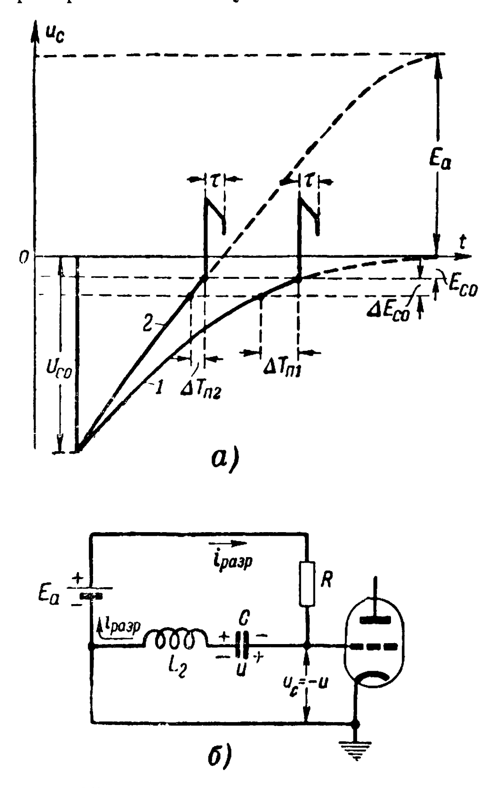


Рис. 25. Сравнение временных диаграмм сеточного напряжения основной схемы и схемы с положительной сеткой.

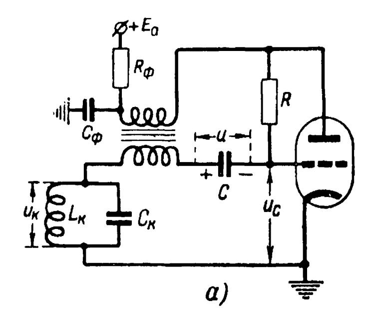
а — временные диаграммы (*1* — в обычной схеме, *2* — в схеме с положительной сеткой); *б* — эквивалентная схема цепи перезаряда конденсатора.

Действительно, так как период собственных колебаний контура

$$T_к = 2\pi\sqrt{L_кC_к} \gg \tau,$$

то сопротивление индуктивности $L_к$ очень велико для сеточного тока, заряжающего конденсатор $C_к$ во время формирования импульса. Практически это сопротивление можно счи-

тать бесконечным. Емкость $C_к = (5 \div 10) C$, включенная последовательно с емкостью C, создает общую емкость сеточной цепи $C_{общ} = \frac{C_к C}{C_к + C}$, которая во время формирования импульса играет точно такую же роль, как и единственная емкость C в основной схеме.



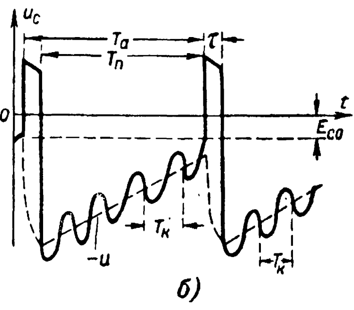


Рис. 26. Схема блокинг-генератора с колебательным контуром.

а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений на сетке.

Во время формирования импульса конденсатор $C_к$, так же как и конденсатор C, оказывается заряженным сеточным током. После среза импульса сеточный ток прекращается и колебательный контур $L_к C_к$ ударно возбуждается.

Медленно затухающее синусоидальное напряжение $u_к$ на контуре складывается с экспоненциальным напряжением u на конденсаторе C, в результате чего напряжение на сетке является суммой (рис. 26,*б*)

$$u_с = -u + u_к.$$

Из графиков рис. 26,*б* видно, что период следования $T_а \approx T_п$ лежит в пределах

$$T_к \left(n + \frac{1}{4}\right) < T_а < T_к \left(n + \frac{1}{2}\right),$$

где n — число целых периодов колебаний резонансного контура, укладывающихся в одном периоде следования. Обычно $n = 5 \div 10$.

Исследование показало, что лучше всего выбирать число n по формуле

$$n = \frac{2\sqrt{L_к C_к}}{T_а} \approx \frac{Q^2}{35} \cdot \frac{C}{C_к},$$

где $T_а$ — период собственных колебаний блокинг-генератора при отсутствии колебательного контура;

Q — добротность колебательного контура $L_k C_k$ с учетом всех активных сопротивлений, влияющих на нее.

При соблюдении последнего условия нестабильность периода следования снижается в 3—5 раз по сравнению с нестабильностью схемы без колебательного контура.

Блокинг-генератор с искусственными линиями. Для стабилизации частоты следования и длительности импульсов блокинг-генератора применяют искусственные линии.

В схемах блокинг-генераторов используются следующие свойства искусственных линий:

1. Если к одному концу линии будет приложен перепад напряжения, то он дойдет до другого конца линии через некоторое время, которое называется временем задержки $t_з = n\sqrt{L_0 C_0}$, где n — число звеньев.

2. Если выходные концы линии замкнуть накоротко, то напряжение на выходных концах линии всегда равно нулю. Это означает, что волна напряжения отражается от конца полностью, причем с обратным знаком. Если линия на конце полностью разомкнута, то волна напряжения отражается от конца с тем же знаком и поэтому напряжение на конце линии удваивается.

3. Важным параметром линии является волновое сопротив ление W. В искусственной линии оно определяется формулой $W = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$. Волновым сопротивлением называется сопротивление, которое оказывает линия падающей волне. Если на выходном конце включено сопротивление нагрузки $R_н = W$ (линия согласована с нагрузкой), то сопротивление линии падающей волне на конце будет таким же, как и в любых точках линии. Поэтому отражения волн от конца линии в этом случае не будет.

Перейдем к описанию конкретных схем.

На рис. 27 изображена схема блокинг-генератора со стабильной частотой $F_а = 1/T_а$ автоколебаний.

Период $T_а$ автоколебаний равен времени задержки линии $t_з$, которое может быть сделано достаточно стабильным.

Устройство работает следующим образом. На катод лампы блокинг-генератора $Л_1$ через делитель напряжения $R_1 R_2$ подается положительное напряжение, запирающее лампу $Л_1$.

В момент включения устройства в анодной обмотке трансформатора возникнет э. д. с. самоиндукции, поляр-

ность которой показана на рис 27. Это вызовет образование соответствующей э. д. с. на сеточной обмотке. Лампа отопрется, и начнется прямой блокинг-процесс. В результате этого на сетке (рис. 28,*а*) и на катоде (рис. 28,*б*) сформируется первый положительный импульс.

В рассматриваемом устройстве импульс формируется, так же как в случае большой величины емкости конденса-

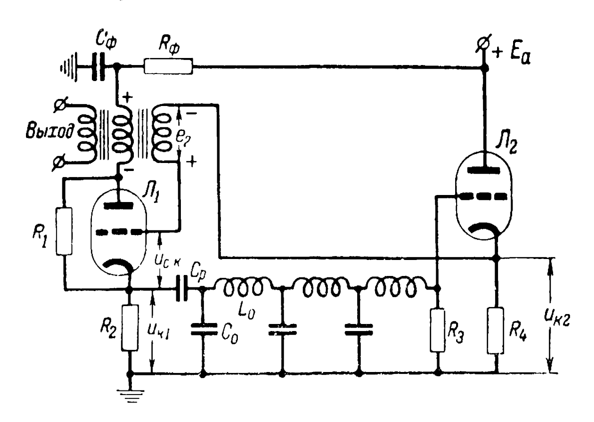


Рис. 27. Схема блокинг-генератора с искусственной линиеи и катодным повторителем с фиксированным периодом $T_а$ автоколебаний.

тора $C(C=\infty)$ в цепи сетки, что описано выше (рис. 10). После окончании первого импульса лампа $Л_1$ блокинг-генератора запрется.

Первый импульс $u_{к1}$ (рис. 28,*б*), задержанный линией задержки на время $t_з$, полностью передастся на сетку лампы катодного повторителя $Л_2$. Отражения от сопротивления R_3 не произойдет, так как $R_3=W$. На катодном сопротивлении R_4 катодного повторителя на лампе $Л_2$ появится положительный импульс $u_{к2}$ (рис. 28,*в*), который своим фронгом снова отопрет лампу блокинг-генератора $Л_1$. В результате этого будет сформирован второй положительный импульс и т. д.

Таким образом, период $T_а$ автоколебаний будет равен времени задержки линии

$$t_з = n\sqrt{L_0 C_0}.$$

Поскольку параметры линии задержки обладают высокой стабильностью, то период $T_а$ автоколебаний в рас-

смотренном устройстве является также стабильной величиной.

Блокинг-генератор со стабилизацией частоты посредством искусственной линии может быть собран и на одной лампе.

В этом случае (рис. 29) в сеточную цепь лампы включают искусственную линию, короткозамкнутую на конце.

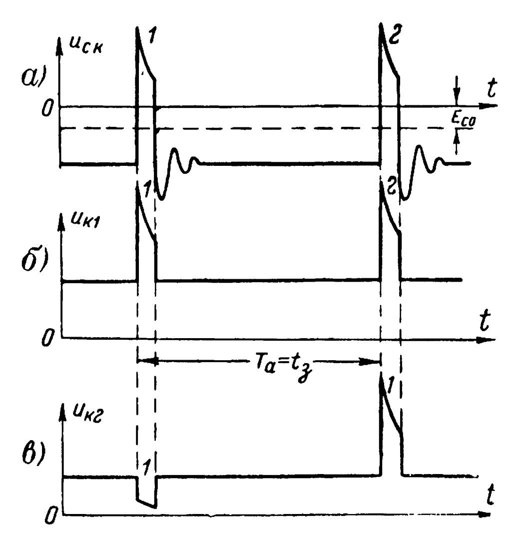


Рис. 28. Временные диаграммы напряжений в блокинг-генераторе с искусственной линией и катодным повторителем.

а — диаграмма напряжения $u_{с.к}$ на сетке лампы блокинг-генератора; *б* — диаграмма напряжения $u_{к1}$ на катоде лампы $Л_1$ блокинг-генератора; *в* — диаграмма напряжения $u_{к2}$ на катоде лампы $Л_2$ катодного повторителя.

В момент включения устройства через лампу потечет анодный ток, возникнет прямой блокинг-процесс и будет сформирован импульс.

Во время формирования импульса линия имеет сопротивление $R_{вх}$, включенное последовательно с сеточной обмоткой импульсного трансформатора. Поэтому на входе линии возникнет импульс напряжения указанной на рис. 29 полярности (знаки без кружков).

За время формирования рабочего импульса конденсатор $C_к$ подзарядится анодным и сеточным током до напряжения, которое после окончания импульса запрет лампу.

Импульс напряжения за время $t_з$ дойдет до короткозамкнутого конца линии и отразится от него с обратным знаком. Через время $2t_з$ он возвратится к входному концу линии (знаки в кружках) и снова отопрет лампу блокинг-

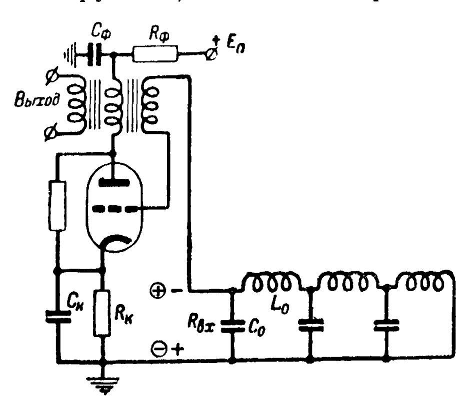


Рис. 29. Схема блокинг-генератора с короткозамкнутой искусственной линией, фиксирующей период T_a автоколебаний.

генератора, в результате чего произойдет формирование нового импульса.

Таким образом, период автоколебаний оказывается равным:

$$T_а = 2t_з = 2n\sqrt{L_0C_0}.$$

Емкость конденсатора $C_к$ велика (единицы микрофарад), и поэтому процессы формирования импульса, так же как и в предыдущей схеме, протекают в соответствии с рис. 10.

Для того чтобы большая емкость конденсатора $C_к$, незначительно подзаряженная за время импульса, не успевала разряжаться во время паузы, выбирают большое сопротивление $R_к$ (десятки тысяч ом).

Для повышения стабильности длительности импульса, формируемого блокинг-генератором, применяют схему, изображенную на рис. 30,*а*. Эта схема отличается от схемы на рис. 24 тем, что конденсатор C заменен разомкнутой на конце искусственной линией.

В момент включения устройства в анодной обмотке трансформатора появляется ток и начинает развиваться

прямой блокинг-процесс. Через искусственную линию в это время протекает сеточный ток, создающий на ее входе напряжение u, пропорциональное величине входного сопротивления линии $R_{вх}$.

После окончания прямого блокинг-процесса в момент формирования вершины импульса напряжение на входе линии определяется формулой

$$u = u_{п} = \frac{e_2 \cdot R_{вх}}{R_{вх} + R_{с.к}},$$

где $R_{с\,к} = \frac{U_{с.макс}}{I_{с.макс}}$ — сопротивление пр межутка сетка—катод, определяемое по характеристике сеточного тока (рис. 4,*б*)·

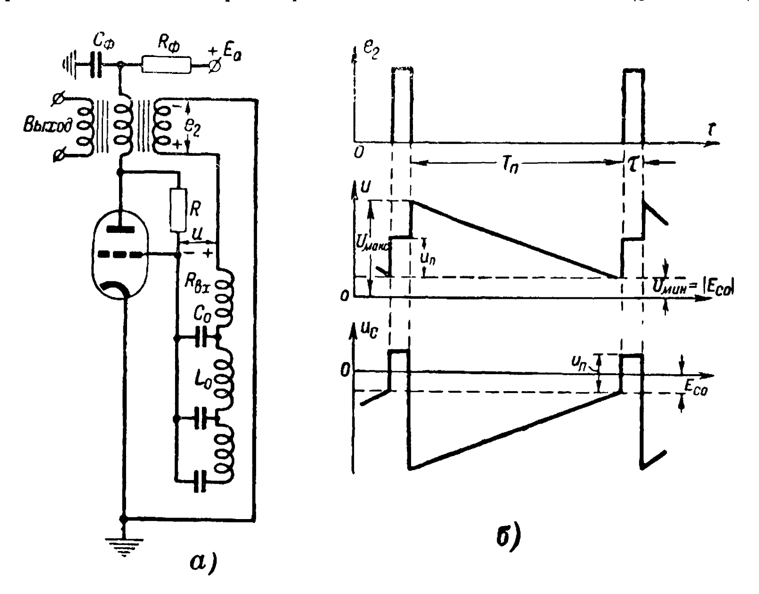


Рис. 30. Схема блокинг-генератора с искусственной линией, фиксирующей длительность импульса τ.

а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений в цепи сетки.

Это напряжение, имеющее знак, показанный на рис. 30,а, в виде падающей ($u_п$) волны распространяется по линии, постепенно заряжая ее.

Поскольку через входные зажимы линии проходит только падающая волна, ее входное сопротивление равно волновому сопротивлению линии ($R_{вх} = W$).

Наибольшие надежность и стабильность схемы обеспечиваются, если выбрать

$$W = R_{с.к}$$

В этом случае предыдущую формулу можно переписать в виде:

$$u = u_п = \frac{e_2}{2}.$$

Напряжение на сетке во время формирования вершины остается приблизительно равным $u_с = e_2/2$.

Когда падающая волна напряжения достигнет разомкнутого конца линии, произойдет полное отражение ее с тем же знаком и возникнет, кроме падающей, отраженная волна $u_о = u_п$.

Следовательно, когда отраженная волна достигнет входного конца линии, напряжение на ее входе будет равно:

$$u = u_п + u_о = 2u_п = e_2.$$

В этот момент напряжение на сетке должно достигнуть нуля, поскольку оно равно $u_с = e_2 - u$. Поэтому формирование импульса закончится. Вторичного отражения волны напряжения не произойдет, так как нагрузкой теперь является сопротивление $R_{с к} = W$. После окончания формирования импульса лампа сразу запрется напряжением $u = e_2$.

Далее происходит разряд линии через сопротивление R. Так как разряд происходит медленно, то индуктивности линии роли не играют и линия в это время подобна конденсатору емкостью $C = \Sigma C_0$, где C_0 — емкость каждого звена линии. Поэтому процессы во время паузы в схеме на рис. 30 не отличаются от соответствующих процессов в обычном блокинг-генераторе с положительной сеткой.

Когда напряжение на линии достигнет величины $u = U_{мин} = E_{с0}$, лампа снова отопрется и снова будет сформирован импульс. Но теперь напряжение на входе линии к началу формирования вершины равно $u = U_{мин} + \frac{e_2}{2}$, а к концу формирования импульса становится равным $u = U_{макс} = U_{мин} + e_2$. Эти соотношения соответствуют установившемуся режиму колебаний и иллюстрируются временными диаграммами на рис. 30,*б*.

Длительность импульса равна:

$$\tau = 2t_з = 2n\sqrt{L_0 C_0}.$$

Вариант схемы устройства строчной развертки с применением блокинг-генератора. Блокинг-генераторы широко применяются в устройствах кадровой и строчной развертки телевизионных приемников.

Блокинг-генератор строчной развертки используется особенно эффективно, так как он не только воздействует на цепи развертки, но и одновременно вместе с выходным

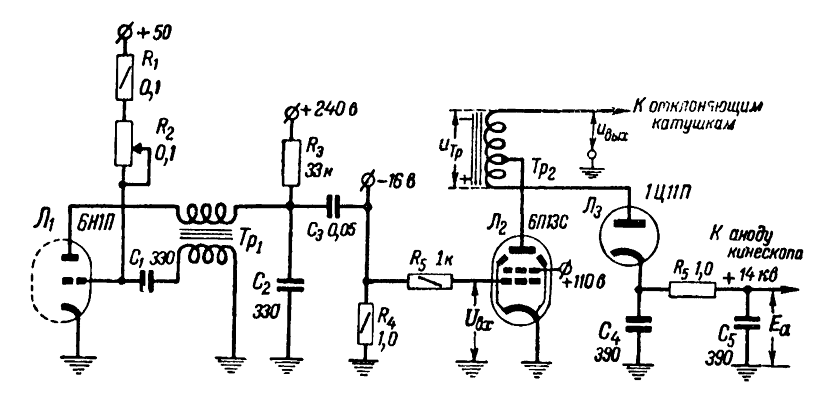


Рис. 31. Упрощенная схема каскадов строчной развертки телевизора „Рубин".

каскадом строчной развертки позволяет получать постоянное высокое напряжение для питания анода кинескопа.

В качестве типичного примера такого использования блокинг-генератора на рис. 31 изображена упрощенная схема цепей строчной развертки телевизора «Рубин».

Устройство работает следующим образом. Блокинг-генератор, собранный на одной половине двойного триода 6Н1П($Л_1$), по схеме с положительной сеткой работает в режиме автоколебаний. Частота автоколебаний (частота строк) может меняться при помощи потенциометра R_2 и в то же время зависит от частоты синхронизирующих импульсов. Схему и принцип синхронизации здесь мы рассматривать не будем.

В данном случае важным является только то, что в процессе формирования импульса лампа $Л_1$ на короткое время отпирается и сопротивление ее анодному току становится малым, а во время паузы между импульсами лампа заперта.

В анодную цепь лампы $Л_1$ включено сопротивление R_3,

между нижним концом которого и катодом лампы $Л_1$ включен конденсатор C_2.

Когда лампа $Л_1$ заперта, конденсатор C_2 в течение всей паузы сравнительно медленно заряжается через большое сопротивление R_3 от источника питания +240 *в*. Экспоненциальное увеличение напряжения на конденсаторе пере-

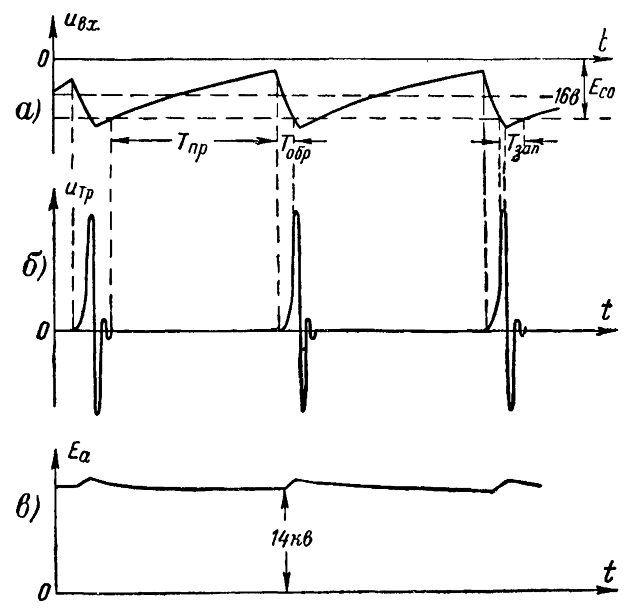


Рис. 32. Временные диаграммы напряжений, устройства строчной развертки.

а — диаграмма напряжения $u_{вх}$ на входе лампы; *б* — диаграмма напряжения $u_{тр}$ на обмотке автотрансформатора; *в* — диаграмма напряжения $E_а$ на аноде кинескопа.

дается через разделительный конденсатор C_3 на управляющую сетку выходной лампы схемы строчной развертки $Л_2$ (лучевой тетрод 6П13С). Временная диаграмма этого напряжения показана на рис. 32,*а*.

В процессе формирования импульса лампа блокинг-генератора отперта и конденсатор C_2 быстро разряжается через внутреннее сопротивление лампы, которое в это время мало. В результате разряда напряжение на конденсаторе C_2 сравнительно быстро падает. Это падение напряжения через конденсатор C_3 передается на управляющую сетку $Л_2$ (рис. 32,*а*).

На эту же сетку подано постоянное напряжение смещения — 16 *в*, обеспечивающее отпертое состояние лампы $Л_2$ в течение большой части периода автоколебаний блокинг-генератора (рис. 32,*а*).

В течение времени отпертого состояния напряжение на сетке лампы $Л_2$ управляет анодным током и на выходной обмотке автотрансформатора $Тр_2$ вырабатывается напряжение $u_{вых}$, поступающее на катушки горизонтального отклонения.

Через отклоняющие катушки протекает ток, форма которого приблизительно повторяет форму напряжения на сетке лампы $Л_2$ (рис. 32,*а*) в то время, когда лампа $Л_2$ отперта.

Таким образом, во время $T_{пр}$ прямого хода ток через отклоняющие катушки возрастает и пятно на экране трубки движется слева направо, а во время обратного хода $T_{обр}$ ток снова спадает до нуля.

Постоянное смещение на управляющей сетке лампы $Л_2$ выбрано таким образом, что на некоторое время $T_{зап}$ лампа $Л_2$ запирается. Запирание осуществляется сравнительно быстро убывающим напряжением, в связи с чем анодный ток в процессе запирания лампы также быстро убывает.

Быстрое убывание анодного тока вызывает всплеск положительного напряжения на аноде лампы, обусловленный появлением э. д. с. самоиндукции, которая стремится задержать убывание анодного тока. Это напряжение увеличивается посредством повышающего автотрансформатора $Тр_2$.

Напряжение $u_{тр}$, возникшее на концах обмотки автотрансформатора, имеет очень большую величину и заряжает через диод $Л_3$ (1Ц11П) конденсаторы C_4 и C_5 фильтра. В результате этого на конденсаторах возникает почти постоянное напряжение $E_а = 14$ *кв* (рис. 32,*в*), которое подается на анод кинескопа 43ЛК2Б

После запирания лампы $Л_2$ на обмотках трансформатора возникает не только положительный всплеск напряжения, используемый в схеме, но и следующие за ним паразитные колебания. Для их гашения применяется специальная схема демпфирования, которая для упрощения на рис. 31 не показана.

Способы включения нагрузки. Наиболее распространенным является включение нагрузки через специальную, третью обмотку трансформатора блокинг-генератора.

При этом легко выбирать необходимую полярность и амплитуду выходного импульса напряжения и подбором коэффициента трансформации $n_н$ обеспечить при данном сопротивлении $R_н$ требуемое приведенное значение сопротивления нагрузки $R'_н$.

Нагрузку можно включить также между анодом и катодом лампы, получая при этом отрицательные импульсы.

Имеются схемы, в которых напряжение снимается со специальных анодных ($R_а$) или катодных ($R_к$) сопротивлений; причем встречаются случаи, когда применяются одновременно оба сопротивления (рис. 33).

При помощи этих сопротивлений можно получить положительные ($u_{к.вых}$) и отрицательные ($u_{а.вых}$) импульсы напряжения.

Сопротивления $R_а$ и $R_к$ должны быть небольшими — порядка десятков или сотен ом — для того, чтобы постоянная времени заряда и разряда подключенных к ним паразитных емкостей была небольшой.

Рис. 33. Запертый блокинг-генератор с анодным и катодным выходами

Это важно для сохранения небольших длительностей фронта и среза, а также для ослабления влияния этих сопротивлений на режим работы блокинг-генератора.

Небольшие величины выходных сопротивлений схемы $R_а$ и $R_к$ облегчают согласование с входом соответствующих устройств, на которые воздействует блокинг-генератор.

Схемы запуска и синхронизации блокинг-генераторов. Запуск и синхронизация — принципиально разные явления. Однако в обоих случаях импульсы, воздействующие на блокинг-генератор, отпирают лампу и создают условия для прямого блокинг-процесса.

Поэтому основные требования к запускающим и синхронизирующим импульсам, а также и сами схемы, при помощи которых они воздействуют на блокинг-генератор, в принципе одинаковы.

В указанных схемах часто бывает необходимо предусмотреть развязку, обеспечивающую минимальное влияние друг на друга источника запускающих импульсов и блокинг-генератора. Для этого применяют специальные каскады в цепи запуска. В ряде случаев такая развязка не требуется и блокинг-генератор запускается непосредственно импульсами с выхода генератора запускающих импульсов.

Как в том, так и в другом случае различают схемы параллельного и последовательного запуска или синхронизации.

Для примера на рис. 34,*а* изображена схема параллельного, а на рис. 34,б — последовательного запуска блокинг-

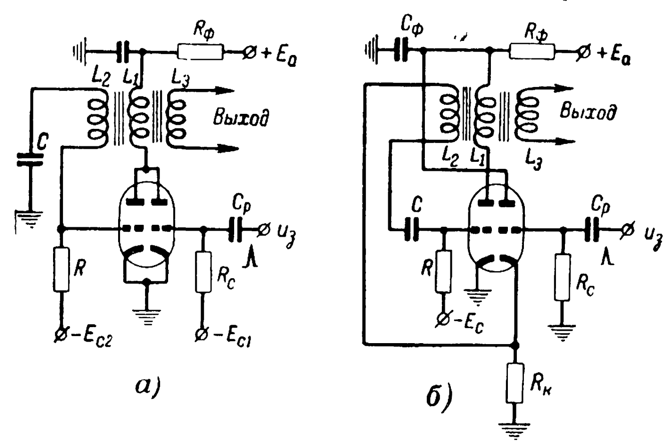


Рис. 34. Схемы запуска запертого блокинг-генератора.
а — параллельный запуск; *б* — последовательный запуск.

генератора через развязывающий каскад. В качестве лампы этого каскада удобно использовать одну из половин двойного триода (на схемах рис. 34 — правая), на второй половине которого собран блокинг-генератор.

В параллельной схеме (рис. 34,а) положительный запускающий импульс, поданный на сетку лампы каскада запуска, подключенной параллельно лампе блокинг-генератора, передается на сетку блокинг-генератора и запускает его.

Как только начнется прямой блокинг-процесс, напряжение на анодах обеих ламп начнет падать и лампа каскада запуска из-за наличия на ее сетке отрицательного смещения $-E_{c1}$ быстро запрется.

Поэтому с самого начала формирования фронта цепь связи между блокинг-генератором и генератором запускающих импульсов разорвется.

В последовательной схеме (рис. 34,*б*) запускающий импульс снимается с катодного сопротивления $R_к$ катодного повторителя и подается в сеточную цепь блокинг-генератора, включенную последовательно с катодным сопротивлением $R_к$.

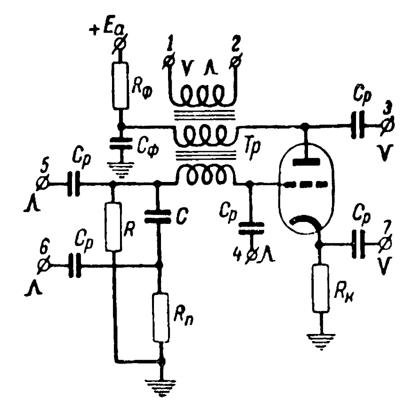


Рис. 35. Способы подачи синхронизирующих импульсов в блокинг-генератор.

На рис. 35 показаны возможные варианты синхронизации блокинг-генератора, работающего в режиме автоколебаний. Для простоты каскады развязки на схеме не изображены.

Параллельная синхронизация осуществляется импульсами положительной или отрицательной полярности (в зависимости от направления намотки и способа включения обмоток трансформатора, приложенными к входу *1—2* специальной пусковой обмотки трансформатора.

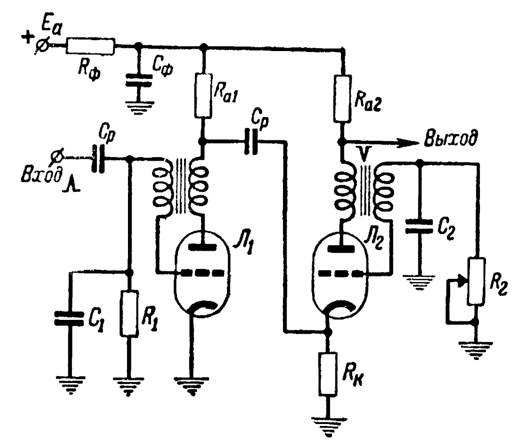


Рис. 36. Схема двухступенчатого делителя частоты на блокинг-генераторах.

Кроме того, параллельная синхронизация осуществляется подачей импульсов соответствующей полярности на входы *3* или *4* через разделительные конденсаторы $C_р$.

Последовательная синхронизация осуществляется импульсами соответствующей полярности, поданными на входы *5, 6* или *7*, причем в первых двух случаях синхроимпульсы подаются на специальное пусковое сопротивление $R_п$, а в третьем случае на катодное сопротивление $R_к$.

На рис. 36 изображена схема деления частоты, собранная на двух каскадах (двухступенчатое деление), при помощи которой можно осуществить деление в 25 раз.

Импульсы на лампу $Л_1$ подаются так же, как через вход *5*, а на лампу $Л_2$ так же, как через вход *7* рис. 35. Импульсы снимаются с анодного сопротивления $R_{а2}$ (рис. 33).

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР НА ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

На транзисторах собирают два типа схем блокинг-генераторов: с заземленным (общим) эмиттером и с заземленной (общей) базой.

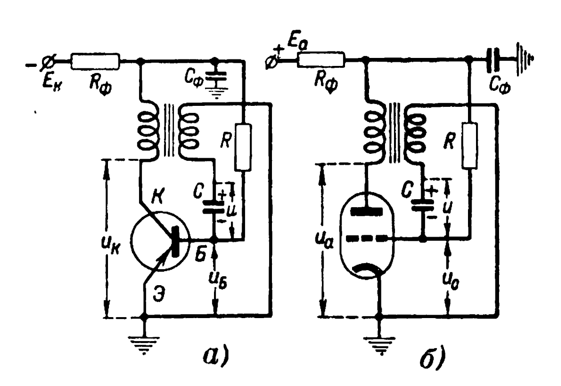


Рис. 37. Схемы блокинг-генераторов.
а — на плоскостном транзисторе; *б* — на электронной лампе.

Кроме основных типов схем, могут быть применены различные модификации, сходные с теми, которые используются в ламповых вариантах. Ограничимся рассмотрением схемы с заземленным эмиттером.

Схема блокинг-генератора с заземленным эмиттером и ее аналог на ламповом триоде изображены на рис. 37

Схемы отличаются полярностью питающих напряжений Эмиттер соответствует катоду, база — сетке, коллектор — аноду. Когда базовое напряжение положительно, транзистор заперт. Транзистор отпирается при напряжении на базе, близком к нулю.

Поэтому обычно и применяют схемы с отрицательным смещением на базе (сопротивление R подключено к минусу напряжения питания — $E_к$).

Такой способ включения соответствует ламповой схеме с положительной сеткой В предыдущем разделе было объяснено, что это повышает стабильность частоты автоколебаний.

Это особенно важно в случае транзистора, у которого напряжение запирания близко к нулю. Если бы во время паузы происходил просто разряд, а не перезаряд конденсатора, базовое напряжение асимптотически приближалось бы к напряжению запирания При этом незначительное изменение напряжения запирания могло бы очень сильно изменить длительность паузы.

Однако следует отметить, что если сопротивление между анодом и катодом и между сеткой и катодом в запертой лампе считается равным бесконечности, то сопротивления переходов коллектор — эмиттер и база — эмиттер в запертом транзисторе не очень велики.

В общем случае это обстоятельство значительно усложняет рассмотрение процессов во время паузы

Мы, однако, для упрощения ограничимся рассмотрением схемы, в которой сопротивление R много меньше сопротивлений эмиттерного и коллекторного переходов Это соответствует случаю небольших скважностей

Во время формирования импульса существенную роль играет инерционность процессов в транзисторе

Рассмотрим работу схемы при принятом выше условии

Перезаряд конденсатора C во время паузы происходит через сопротивление R и базовую обмотку трансформатора. При этом на сопротивлении R создается падение напряжения, которое вначале настолько велико, что напряжение на базе относительно эмиттера оказывается положительным и транзистор заперт.

Базовое напряжение понижается до тех пор, пока не достигнет напряжения отпирания, после чего транзистор откроется (момент t_1 на рис. 38).

В момент отпирания транзистора начинается прямой блокинг-процесс, развивающийся аналогично блокинг-процессу в ламповой схеме. Во время этого процесса базовое напряжение падает, напряжение на коллекторе возрастает, возрастают также токи коллектора и базы. На базовой обмотке трансформатора действуют э. д с. взаимной индукции, понижающая потенциал базы и тем самым увеличивающая ток коллектора и базы, и э. д. с. самоиндукции, препятствующая возрастанию тока базы и убыванию базового напряжения.

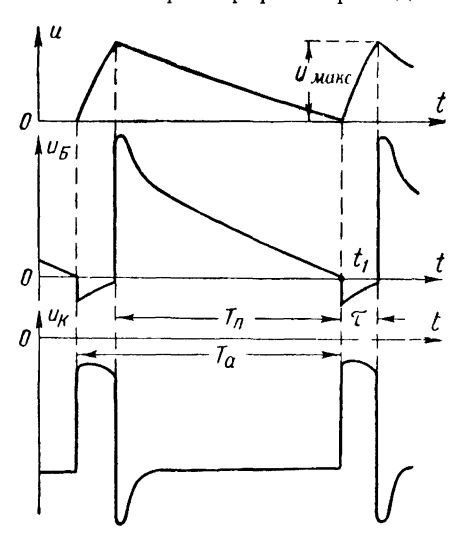


Рис. 38. Временные диаграммы напряжений на различных электродах блокинг-генератора на плоскостном транзисторе.

Пока э. д. с. взаимной индукции играет основную роль, осуществляется положительная обратная связь и обеспечивается лавинообразное развитие процесса. При этом увеличение тока коллектора вызывает понижение напряжения на базе, что приводит к дальнейшему возрастанию тока коллектора и т. д.

Блокинг-процесс заканчивается, когда рабочая точка находится в области насыщения коллекторного тока, где крутизна его характеристики близка к нулю. Поэтому во время формирования вершины скорость уменьшения тока коллектора и э. д. с. взаимной индукции в базовой обмотке имеют небольшую величину и положительная обратная связь отсутствует. В то же время ток базы быстро уменьшается и э. д. с. самоиндукции в базовой обмотке велика.

В процессе формирования вершины э. д. с. взаимной индукции по абсолютной величине возрастает, а э. д. с. самоиндукции падает, так что их сумма, равная напряжению на базовой обмотке трансформатора, меняется незначительно. В это время происходит заряд конденсатора через базовую обмотку трансформатора и сопротивление $r_э$ базы — эмиттер транзистора. Поскольку напряжение на

базе достигает больших отрицательных значений, величина сопротивления $r_э$ невелика. Поэтому конденсатор быстро заряжается. После того как будет сформирована вершина, длительность которой затягивается благодаря инерционности процессов в транзисторе, начинается обратный блокинг-процесс. При этом э. д. с взаимной индукции способствует процессу запирания транзистора, а э. д. с. самоиндукции препятствует этому процессу. Однако благодаря увеличению крутизны коллекторного тока и уменьшению крутизны базового тока э. д. с. взаимной индукции, как и во время прямого блокинг-процесса, играет основную роль.

Обратный блокинг-процесс заканчивается запиранием транзистора, после чего следует период паузы.

Длительность импульса при расчетах может быть оценена по формуле

$$\tau = (3 \div 4)\, C r_э.$$

Величина сопротивления $r_э$ находится по характеристикам базового тока транзистора при среднем значении напряжения на базе во время формирования вершины. Обычно $r_э$ имеет величину порядка единиц ом.

Из эквивалентной схемы цепи перезаряда конденсатора, которая аналогична подобной же цепи ламповой схемы с положительной сеткой (рис. 25,*в*), можно получить выражение для длительности паузы

$$T_п = RC \ln \frac{E_к + U_{макс}}{E_к}.$$

При этом не учитывается влияние индуктивности вторичной обмотки трансформатора и обратного сопротивления коллекторного перехода.

Длительности фронтов и срезов импульса в основном определяются инерционностью транзистора. Влияние остальных элементов схемы на длительность фронтов и срезов является второстепенным.

ЛИТЕРАТУРА

Меерович Л. А. и Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, Сов. радио, 1954.

Ицхоки Я. С., Импульсная техника, «Сов. радио», 1949.

Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, «Сов. радио», 1959.

Фролкин В. Г., Импульсная техника, «Сов. радио», 1960.

Кривицкий Б. Х., Импульсные схемы и устройства, «Сов. радио», 1955.

Петрович Н. Т. и Козырев А. В., Генерирование и преобразование электрических импульсов, «Сов. радио», 1954.

Крылов Н. Н., Импульсная техника, Связьиздат, 1950.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 15 коп.